

TEKNIIKAN JA LIIKENTEEN TOIMIALA

Sähkötekniikka

Elektroniikka ja automaatio

INSINÖÖRITYÖ

LASER DOPPLER -VIBROMETRIN KÄYTTÖÖNOTTO TÄRINÄMITTAUKSISSA

Työn tekijä: Markus Wallin
Työn valvoja: yliopettaja Esa Häkkinen
Työn ohjaaja: Test Engineer Jari Anttila

Työ hyväksytty: __. __. 2007

Esa Häkkinen
yliopettaja

ALKULAUSE

Tämä insinöörityö tehtiin VTI Technologies Oy:n Quality-yksikön Laboratories-osastolle.

Tahdon kiittää esimiestäni ja työn ohjaajaa Test Engineer Jari Anttilaa ja Laboratories-osaston johtajaa Sr. Manager Jouni Aaltoa mahdollisuudesta tehdä tämä insinöörityö.

Erityisesti kiitän työn valvojaa yliopettaja Esa Häkkistä haastavista ja ohjaavista kommentteista. Lausun kiitokseni myös asiantuntevasta ja antoisasta opetuksesta näiden opiskeluvuosiени aikana.

Helsingissä 18.11.2007

Markus Wallin

INSINÖÖRITYÖN TIIVISTELMÄ

Tekijä: Markus Wallin	
Työn nimi: Laser Doppler -vibrometrin käyttöönotto värinämittauksissa	
Päivämäärä: 18.11.2007	Sivumäärä: 67 s. + 8 liitettä
Koulutusohjelma: Sähkötekniikka	Suuntautumisvaihtoehto: Elektroniikka ja automaatio
Työn valvoja: yliopettaja Esa Häkkinen	
Työn ohjaaja: Test Engineer Jari Anttila	
<p>Tässä insinöörityössä otettiin käyttöön VTI Technologies Oy:lle hankittu laser Doppler -vibrometri, joka mittaa värinää perustuen valon Dopplerin siirtymään. Työn tavoitteena oli perehtyä mittauslaitteistoon, muodostaa sille näytteenottolaitteisto ja käytännössä arvioida sen kyvykkyyttä mitata värinää ja tuottaa uutta informaatiota.</p> <p>Työn teoreettisessa osuudessa perehdytään laser Doppler -vibrometrin teknologiaan ja toimintaperiaatteeseen sekä värähtelevien systeemien dynamiikkaan ja mallintamiseen. Työn käytännön osuuden suorittamiseksi perehdyttiin myös värinätestauslaitteiston toimintaan, analogiasignaalin näytteenottoon sekä diskreettiin Fourier-muunnokseen perustuvaan signaalin spektrianalyysiin. Työssä käsitellään myös laser-mittauksen kohinalähteitä ja spektrianalyysin virhelähteitä.</p> <p>Työn käytännön osuudessa ohjelmoitiin Labview-mittausohjelmisto näytteenottolaitteistolle. Mittausohjelmistolla voidaan näytteistää vibrometrin mittaussignaalia ja muodostaa sen taajuusspektri. Mittauskohteita tässä työssä olivat kulmakihtyvyyttäryttimen mekaanisen liikkeen mittaus ja elementtikiekkosahan terän värähtelyjen mittaus.</p> <p>Mittaustulokset kulmakihtyvyyttäryttimestä osoittivat sen mekaanisen liikkeen säröytyvän voimakkaasti, johtuen todennäköisesti sen testialustan rakenteesta. Testialustan rakennetta tullaan kehittämään ja mittaukset toistetaan. Mittaustuloksiin elementtikiekkosahasta tuli suhtautua epäillen, koska mittaussignaalin intensiteetti oli erittäin heikko. Mittausten onnistuminen Laser Doppler -vibrometrillä edellyttää riittävää mittauskohteesta takaisin-heijastuneen laser-valon intensiteettiä.</p> <p>Mittaustulokset osoittivat laser Doppler -vibrometrin olevan hyödyllinen työkalu tutkivassa värinämittauksessa. Mittauskohteet, joiden pinta heijastaa huonosti valoa ja joihin ei voi asentaa erityistä heijastavaa teippiä, ovat kuitenkin haaste ja asettavat rajoituksen laser Doppler -vibrometrin käyttömahdollisuuksille.</p> <p>Tämän työn mittaustuloksia voidaan käyttää kulmakihtyvyyttäryttimen uusintamittausten vertailukohtana, kun arvioidaan kehitystyön onnistumista. Tätä työtä voidaan käyttää myös laser Doppler -vibrometrin ohjekirjana värinämittauksissa.</p>	
Avainsanat: optinen värinäanturi, signaalin näytteenotto, spektrianalyysi	

ABSTRACT

Name: Markus Wallin	
Title: The Introduction of Laser Doppler Vibrometer in Vibration Measurements	
Date: 18 th November 2007	Number of pages: 67 + 8 appendixes
Department: Electrical engineering	Study Programme: Electronics and automation
Instructor: Esa Häkkinen, Head of Electronics Engineering	
Supervisor: Jari Anttila, Test Engineer	
<p>In this graduate study a laser Doppler vibrometer was introduced in vibration measurements for VTI Technologies Inc. The objective of this study was to gain knowledge of the technology of the laser Doppler vibrometer and its ability to measure vibration. First a data acquisition system was to be build to sample its output signals.</p> <p>The theoretical background in this study includes wide range of areas of technology. Literature research includes optical and especially laser measurement technology, dynamics of vibrating systems, signal sampling process and spectrum analysis with discrete Fourier transform. Also research of vibration test equipment and test procedure are included.</p> <p>In the practical part of this study a data acquisition card was purchased to sample the measurement signal from the laser Doppler vibrometer. Also measurement software was programmed in Labview to control the sampling process and to compose the frequency spectrum of the measurement signal. The introductory measurements for the laser Doppler vibrometer were to investigate the mechanical motion of the angular acceleration shaker and to obtain knowledge of the vibrations in the blade of an element wafer saw.</p> <p>The measurement signal frequency spectrum from the angular acceleration shaker indicated strong distortion of its mechanical motion. Frequency spectrum showed harmonic frequencies with amplitudes equal to excitation frequency in a sinusoidal test profile. Most probably distortion was caused by non-linear behaviour of the test fixture attached to the vibrating table of the shaker.</p> <p>Measurement results from the angular acceleration shaker proved that laser Doppler vibrometer is useful equipment in vibration measurements and can produce new information. The structure of the test fixture will be improved as an outcome of this study and new measurements will be carried out.</p> <p>Measurement results from the element wafer saw can not be considered as conclusive since the backscattering measurement beam was only faintly detectable. Measurement objects can not be measured with certainty with the laser Doppler vibrometer if the surface material of the object reflects light poorly and a special reflective film can not be used</p>	
Keywords: optical vibration sensor, data sampling, spectrum analysis	

SISÄLLYS

ALKULAUSE

TIIVISTELMÄ

ABSTRACT

SISÄLLYS

1	JOHDANTO	1
2	TÄRINÄANTURIT	3
2.1	Laser Doppler -vibrometri	4
2.1.1	<i>OFV-552-mittauspään teknologia ja rakenne</i>	<i>5</i>
2.1.2	<i>Siirtymä- ja nopeusinformaation palauttaminen</i>	<i>10</i>
2.1.3	<i>Optisen mittauksen kohinalähteet</i>	<i>12</i>
2.1.4	<i>OFV-5000-ohjaimen asetusten valinta</i>	<i>16</i>
2.2	Pietsosähköinen kiihtyvyysanturi	19
3	VÄRÄHTELEVÄT SYSTEEMIT	23
4	TÄRINÄTESTAUSLAITTEISTO	27
4.1	Kiihtyvyysanturin kiinnitys testialustaan	30
4.2	Tärinätestauslaitteiston sähköinen häiriösuojaus	32
5	ANALOGIASIGNAALIN NÄYTTEENOTTO	34
5.1	Näytteenottoteoreema	35
5.2	Laskotumisilmiö	35
5.3	Alipäästösignaalin näytteenotto	37
5.4	Näytteenottolaitteisto	39
6	SPEKTRIANALYYSI	41
6.1	Diskreetti Fourier-muunnos ja signaalin spektri	43
6.1.1	<i>Signaalin tehospektri</i>	<i>44</i>
6.1.2	<i>Diskreetin Fourier-muunnoksen ominaisuuksia ja virhelähteitä</i>	<i>45</i>
6.2	Tietokoneavusteinen Fourier-analyysi	50

7	MITTAUSKOHTEET	51
7.1	Kulmakiikhtyvyytärtin	51
7.2	Elementtikiekkosaha	56
8	TULOKSET JA JOHTOPÄÄTÖKSET	58
8.1	Mittaustulokset kulmakiikhtyvyytärtimestä	58
8.2	Mittaustulokset elementtikiekkosahasta	62
9	YHTEENVETO	62
	LÄHTEET	65

LIITTEET

LIITE 1	Mittaustulokset kulmakiikhtyvyytärtimestä
LIITE 2	Mittaustulokset elementtikiekkosahasta
LIITE 3	OFV-5000-ohjaimen dekooderien tyypillisiä suorituskyky- arvoja
LIITE 4	OFV-5000-ohjaimen ali- ja ylipäästösuoattimien suoritus- kyky
LIITE 5	Vaimennetun pakkovärhtelijän amplitudi- ja vaihevaste
LIITE 6	National Instruments PCI-6132 DAQ-kortin teknisiä tietoja
LIITE 7	Labview-mittausohjelmiston etupaneeli
LIITE 8	Kokoelma sähköisistä lähteistä

1 JOHDANTO

Tämän insinööri työn tehtävänä on ottaa käyttöön laser Doppler -vibrometri (LDV), joka hankittiin VTI Technologies Oy:lle (VTI) tutkivaan värinämittaukseen. Työn tavoitteena on perehtyä LDV:n toimintaan ja teknologiaan sekä rakentaa näytteenottolaitteisto ja ohjelmisto, jolla sen mittaussignaalia voidaan näytteistää, analysoida ja tallentaa. Lopullinen tavoite on suorittaa värinämittauksia ja arvioida LDV:n kyvykkyyttä mitata värinää.

LDV:n tärkein etu VTI:n perinteisiin värinäantureihin nähden on kyky mitata kosketuksettomasti, vaikuttamatta itse mittaushetkeen. LDV:n pääasialliseksi käyttökohteeksi on suunniteltu värinätestauslaitteistojen mekaanisten liikkeiden karakterisointimittaukset. Värinätestaus on oleellinen osa VTI:n autoteollisuuden kiihtyvyyssantureiden validointiprosessia ja siksi on tärkeää tuntea testauslaitteiston todellinen käyttäytyminen.

Tämän työn mittaushetkeiksi valikoituivat työn aikana ilmenneet tarpeet tutkia kulmakiihtyvyyttärytymen mekaanista liikettä ja elementtikiekkosahan terän värinää. Kulmakiihtyvyyttärytymen epäiltiin testitulosten perusteella synnyttävän ei-haluttuja harmonisia taajuuskomponentteja testiprofiiliin. Elementtikiekkosahan taas epäiltiin synnyttävän elementtejä eroteltaessa värähtelyä anturielementtien resonanssitaajuudella, vahingoittaen siten antureita tuotantovaiheessa ja lisäksi tuotantokustannuksia.

Työn sisältö

Työn teoreettinen osuus kattaa laaja-alaisesti eri aihepiirejä, joita työn käytännön osuuden suorittaminen vaatii. Osa-alueita käsitellään tarkkuudella, joka tarvitaan värinämittausten suorittamiseen ja analysoinnin ymmärtämiseen, kun käytetään LDV:tä ja sille rakennettua näytteenottolaitteistoa.

Teoreettisessa osuudessa käsitellään ensimmäiseksi OFV-552-LDV:n rakennetta, komponentteja ja toimintaperiaatetta. Optisen mittauksen kohinalähteistä esitellään tärkeimmät ja LDV:n OFV-5000-ohjaimen mittaushetosten valintaan annetaan ohjeistusta.

Värähtelevien systeemien dynamiikkaa ja mallinnusta käsitellään, jotta voitaisiin ymmärtää mittaushetosten käyttäytymistä. Koska ensimmäisenä mit-

tauskohteena oli kulmakiihtyvyyttärytint, työssä käsitellään myös yleisesti tärinätestauslaitteiston rakennetta ja toimintaa sekä testausjärjestelyn tärkeimpiä kohtia. Työssä esitellään myös perinteisen pietsosähköisen kiihtyvyyssanturin rakenne ja toiminta.

LDV:lle rakennetun näytteenottolaitteiston käyttö edellyttää näytteenoton ymmärtämistä, johon työssä perehdytään. Näytteenoton synnyttämien virheiden ymmärtämiseksi ja minimoimiseksi tulee ymmärtää näytteenottoteoreeman asettamat rajoitukset ja laskostumisilmiön aiheuttamat vaikutukset. Näytteenottoa käsittelevässä luvussa annetaan myös ohjausta näytteenottoaajuuden valitsemiseen alipäästösuodatetulle signaalille.

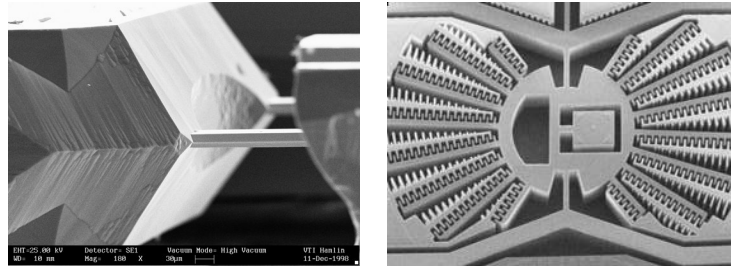
Lopuksi työn teoreettisessa osuudessa käsitellään spektrianalyysin taustaa. Spektrianalyysi todellisille näytteistetyille signaaleille perustuu diskreettiin Fourier-muunnokseen. Tietokoneiden avustuksella muunnos lasketaan FFT-algoritmillä (Fast Fourier Transform). Spektrianalyysin virhelähteistä käsitellään tärkeimmät, jotta analyysin tuloksia osattaisiin tulkita oikein.

Työn käytännön osuudesta esitellään mittaushkohteet ja mittaustarpeiden taustat sekä mittaustulokset spektrianalyysin jälkeen ja niistä tehty johtopäätökset. Tässä työssä ohjelmoidusta mittaushohjelmistosta esitellään sen lohkokaavio.

VTI:n teknologia ja sovellukset

VTI valmistaa mikromekaanisia kapasitiivisia kiihtyvyy- ja paineantureita. VTI:n anturiteknologian erityisosaaminen perustuu 3D MEMS -teknologiaan (Micro-Electro-Mechanical Systems), joka mahdollistaa monimutkaisten, pienten ja kestävien mikrokokoisten rakenteiden valmistamisen. Anturielementit valmistetaan piikiekoista kuivaetsaamalla, kasvattamalla, fotolitografi-alla ja yhdistämällä erilaisia kiekkoja.

VTI:n anturielementin hinta on alhainen, koska anturielementit valmistetaan piikiekko kerrallaan. Elementtien pienen koon ansiosta yhdelle piikiekolle mahtuu jopa 7 000 anturielementtiä. Kapasitiivisen mittauksen ansiosta VTI:n antureiden virrankulutus on erittäin vähäistä.



Kuva 1. VTI:n yksiakselisen kiihtyvyyssanturin massa-jousisysteemi (vasemmalla) ja kulmanopeusanturin kamparakenne (oikealla) [1, s. 19]

VTI:n tuotteita käytetään laaja-alaisesti erilaisissa sovelluksissa. Sovelluskohteita ovat muun muassa autoteollisuus, lääketiede sekä urheilun ja vapaa-ajan elektroniikka. VTI:n markkinaosuus globaaleista autoteollisuuden ja sydämentahdistimien kiihtyvyyssantureista on yli 50 %.

Lääketieteen sovelluksia ovat muun muassa verenpaineen mittaus ja sydämentahdistinpotilaan aktiviteetin mittaus. Potilaan elämänlaatua voidaan parantaa, kun sydämentahdistimen toimintaa voidaan säätää potilaan aktiviteetin mukaan.

Määrällisesti suurimmat sovelluskohteet VTI:n tuotteille ovat kuitenkin autoteollisuudessa autojen turvallisuussysteemeissä. Sovelluksia ovat muun muassa lukkiutumattomat jarrut (*Anti-lock Braking System*, ABS), ajovakauden hallinta (*Electronic Stability Program*, ESP), joka korjaa auton ali- tai yli-ohjausta kaarteissa, sekä sähköisesti säädettävä aktiivijousitus. [1, s. 3, 16 - 26.]

2 TÄRINÄANTURIT

Päivittäisissä tärinämittauksissa on VTI:llä perinteisesti käytetty pietsosähköisiä kiihtyvyyssantureita. Niiden toiminnallinen taajuusalue on monta kymmentä kilohertsiä, joka riittää useimpiin mittaushetkeisiin VTI:llä. Niiden käyttö on yksinkertaista ja ne ovat taloudellinen vaihtoehto, kun ei vaadita erinomaista tarkkuutta vaan luotettavuutta. [2, s. 137 - 138]

Tämän insinöörityön tärinämittauksissa käytettiin Laser Doppler -vibrometriä (LDV). LDV:n toiminta perustuu laservalon Dopplerin siirtymään. LDV:n etuja ovat muun muassa kosketukseton mittaus ja mittauksen resoluutio. LDV-mittauslaitteiston investointikustannukset ovat kuitenkin merkittävät, vaikka optisen mittausteknologian komponentteja, lasereita ja valokuituja on

nykyisin paremmin saatavilla. LDV soveltuukin parhaiten tutkivaan värinämitaukseen. [3, s. 9 - 10].

2.1 Laser Doppler -vibrometri

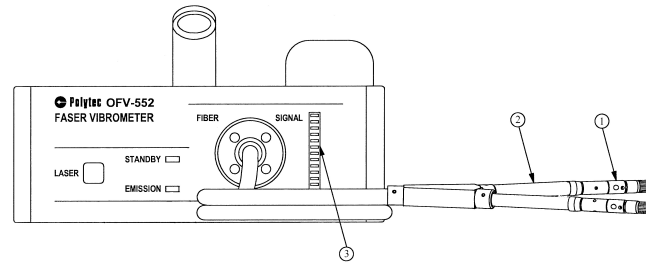
Laser Doppler -vibrometri mittaa värinän välitöntä nopeutta. Sen toiminta perustuu mitattavaan kohteeseen kohdistetun laservalon Dopplerin siirtymään. Värähtelevän kohteen nopeuden ja siirtymän amplitudit aiheuttavat laservaloon taajuuden ja vaiheen modulaatiota. Modulaation havaitsemiseksi lähetetty ja takaisinheijastunut laservalo sekoitetaan keskenään interferometrisä. Modulaatiosta voidaan palauttaa informaatio kohteen nopeudesta ja siirtymästä erityisillä dekodeereilla. [4: 2, s. 1.]

LDV voi mitata tyypistä riippuen värinää tason suuntaisesti, tasoa vastaan kohtisuorasti, pyörimisliikkeen värinää tai skannaamalla tasossa olevien mittauspistejoukon läpi. LDV:n etuja muihin värinäantureihin ovat muun muassa

- kosketukseton mittaus, jolloin kohdetta ei kuormiteta anturin massalla
- mittauksen herkkyys, resoluutio ja dynaaminen alue, jotka voivat olla perinteisiä antureita monin kerroin parempia
- mittausetäisyys, joka voi olla sentteistä jopa kilometriin
- äärimmäisen pieni mittauspinta-ala, jonka halkaisija voi olla 5 - 100 mikrometriä tyypillisesti. [5: 12, s. 32.]

LDV:n haittapuolena on optisten komponenttien hinta. Komponentit tehdään monesti mittatilaustyönä tai pienissä sarjoissa, koska markkinat ovat toistaiseksi niille pienet. [3, s. 10.]

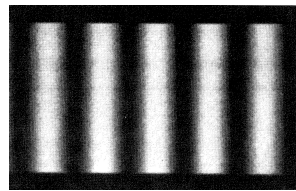
Tässä insinöörityössä käytettiin Polytec GmbH:n (myöhemmin Polytec) LDV OFV-552-mittauspäätä yhdistettynä OFV-5000-ohjaimeen. OFV-552 on tasoa vastaan kohtisuorasti värinää mittaava LDV, jossa on kaksi kuitumittauspäätä (kuva 2), mahdollistaen kahden pisteen välisen differentiaalisen mittauksen. Mittauspään valonlähteenä on helium-neon-laser, jonka aallonpituus on 633 nm. [6: 7, s. 1.] OFV-5000-ohjaimella säädetään mittauspään toimintaa ja signaalinkäsittelyä. Siihen on asennettu myös dekooderit, joilla mittaus-signaalista palautetaan informaatio kohteen nopeudesta tai siirtymästä. [6: 2, s. 1.]



Kuva 2. Kaavakuva OFV-552-mittauspään etupaneelist, jossa on mittaussignaali-tasonilmaisim (3); mittauspäästä lähtee kaksiaaarainen valokuitu (2) päättynen kuitu-mittauspäähän (1), joka lähettää ja vastaanottaa laservaloa [4: 3, s. 7]

2.1.1 OFV-552-mittauspään teknologia ja rakenne

Polytec OFV-552-mittauspään toiminta perustuu muokattuun Mach-Zenderin interferometriin. Siinä lähteen tuottama laservalo jaetaan kahteen eri haaraan, joista toinen johtaa referenssimittauspäälle ja toinen kohdemittauspäälle. Mittauspäistä valo kulkee mittauskohteisiin, joista takaisinheijastunut valo havaitaan myös mittauspäillä. Takaisinheijastunut valo kulkee samaa reittiä takaisin valokuidun ja interferometrin sisällä ja lopulta eri haaroissa kulkeneet säteet yhdistetään valonilmaisimella, johon syntyy referenssisäteiden ja mittaussäteiden interferenssikuvio. [6: B, s. 3]

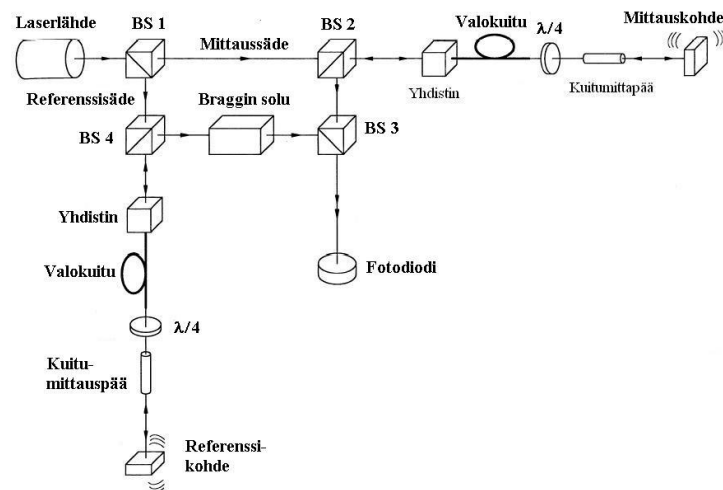


Kuva 3. Interferenssikuvio Youngin kaksoisrakokokeesta, vastaava kuvio syntyy myös OFV-552:n interferometrin valonilmaisimella [7]

Valonsäteiden kulkemat matkat interferometrissä poikkeavat toisistaan optisen matkaeron δ verran, jonka arvo määrää syntyvän interferenssikuvion muodon. Valonilmaisimella syntyy konstruktivistista interferenssiä, kun matkaero on nolla tai jokin valon aallonpituuden λ moninkerta, joka voidaan havaita kirkkaana juovana. Destruktiivistista interferenssiä syntyy, kun matkaero on valon aallonpituuden puolikkaan $\lambda/2$ pariton moninkerta, joka voidaan havaita tummana juovana. Vastaavanlainen interferenssikuvio syntyy myös Youngin kaksoisrakokokeessa (kuva 3). [8, s. 1192.]

OFV-552-mittauspään optinen kokoonpano

OFV-552-mittauspään optisessa kokoonpanossa (kuva 4) käytetään laserlähteen tuottaman valonsäteen ohjaukseen useita eri komponentteja. Passiivisia komponentteja ovat polarisoivat säteenjakajat (BS), $\lambda/4$ -vaiheensiirtolasit, optiset yhdistimet sekä valokuitu, joka siirtää säteen interferometriltä kuitumittauspäälle. Aktiivisia komponentteja ovat Braggin solu, jossa referenssisäteiden taajuutta moduloidaan nopeuden suunnan määrittämiseksi, ja kuitumittauspää, jossa mittaus säde lähetetään ja vastaanotetaan. Valonilmaisimena käytetään fotodiodia, joka muuttaa havaitun valon intensiteetin sähköiseksi signaaliksi. [4: B, s. 2 - 3.]

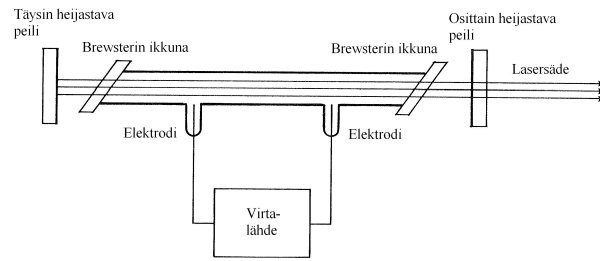


Kuva 4. OFV-552:n interferometrin optinen kokoonpano; lasersädetä ohjataan eri haaroissa polarisoivilla säteenjakajilla (BS), joiden toimintaa $\lambda/4$ -lasit tehostavat; valonsäteet kulkevat eri haaroissa yhdistimien välittämänä valokuitua pitkin mittauspäältä mittaushaaraan ja takaisin; Braggin solussa referenssisäteeseen taajuusmoduloidaan 40 MHz:n kantotaajuus; referenssihaaran ja mittaushaaran säteet ohjataan lopuksi fotodiodille, jossa ne interferoivat [4: B, s. 3]

Helium-neon laserlähte

Helium-neon-laserlähteen koherentti monokromaattinen säteily tuotetaan virittämällä kaasuputkessa olevia atomeita säteilemään fotoneita, joilla on sama aallonpituus. Kaasuputkessa, eli kaviteetissa, syntyy voimakasta pitkäikäistä säteilyä, joka vahvistuu heijastuessaan useita kertoja kaasuputken päissä olevista peileistä. Toinen peileistä on vain osittain heijastava, jolloin lasersäde vuotaa ulos kaviteetista (kuva 5). Brewsterin ikkunat kaviteetin päissä synnyttävät niiden kulman mukaisesti polarisoidun lasersäteiden, sillä

vain niiden kanssa yhdensuuntainen säteilyn komponentti vahvistuu kaviteetissa.



Kuva 5. Kaavakuva kaasulaserista, jossa virtalähteellä viritetään atomeja säteilemään fotoneita; säteily vahvistuu heijastuessaan peileistä ja Brewsterin ikkunan kulman mukaisesti polarisoitunut lasersäde vuotaa osittain heijastavan peilin päästä [9, s. 91]

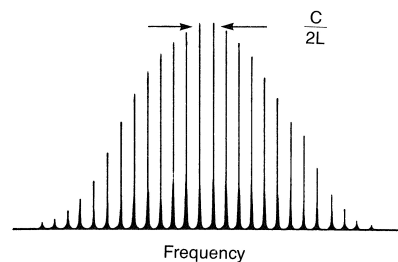
Kaviteetista vuotaa monimuotoista laservaloa, jonka intensiteetti on taajuudesta riippuvainen (kuva 6). Syntyneen laservalon diskreettien taajuuskomponenttien väli f_M on verrannollinen valon kaviteetissa kulkeman edestakaisen matkan moninkertaan

$$f_M = \frac{c}{2L}, \quad (1)$$

missä c on valonnopeus ja L on kaviteetin pituus. [9, s. 90 - 91; 10.]

Lasersäteen ohjaus ja lähetys

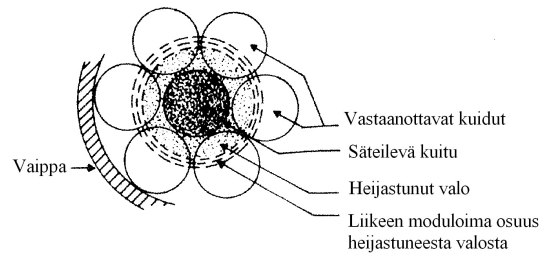
Lasersäteen kulkua ohjataan interferometrissa *polarisoivilla säteenjakajilla*. Ne valmistetaan anisotrooppisista materiaaleista, jolloin niiden heijastavat ominaisuudet riippuvat valonsäteiden polarisaatiosta. Valonsäteiden komponentti, joka on polarisoitunut säteenjakajan muodon kanssa yhdensuuntaisesti, läpäisee säteenjakajan ja sen muotoa vastaan kohtisuora komponentti heijastuu.



Kuva 6. Monimuotoisen laservalon diskreettien taajuuskomponenttien intensiteettikauma [9, s. 91]

Säteenjakajien yhteydessä käytetään $\lambda/4$ -laseja, jotka aiheuttavat valonsäteeseen 90° vaihesiirron, sen kulkiessa kahteen kertaan lasin läpi. Näin tehostetaan polarisoivan säteenjakajan toimintaa ja varmistetaan, että valonsäde kulkee sen läpi halutulla tavalla. [9, s. 130 - 131.]

Yhdistintä käytetään valokuidun yhteydessä. Sen tarkoitus on välittää optista tehoa kahden valokuidun välillä. OFV-552-mittauspäässä yhdistin välittää tehoa interferometrin sisäisen rakenteen ja valokuidun välillä. Valokuidun päässä sijaitseva *kuitumittauspää* lähettää lasersäteen mitattavaan kohteeseen ja toimii samalla anturina keräämällä takaisinheijastunutta valoa. Kuitumittauspään poikkileikkauksesta (kuva 7) nähdään, että lähettävä kuitu on mittauspään keskellä ja vastaanottavat kuidut sen ympärillä. [3, s. 104 - 106, s. 217.]



Kuva 7. Kuitumittauspään poikkileikkauksen kaavakuva, jossa on oma kuitunsa lähettämään valoa ja useita kuituja vastaanottamaan takaisinheijastunutta valoa [3, s. 217]

Braggin solu

Mittauskohteen nopeuden suunnan määrittämiseksi (ks. 2.1.2) referenssisäteeseen moduloidaan Braggin solussa 40 MHz:n kantotaajuus. Braggin solu on akusto-optinen valonsäteiden taittaja. Pietsosähköiseen (ks. 2.2) muuntimeen kiinnitettyyn, lasista tai läpinäkyvästä kristallista valmistettuun, välikappaleeseen tuotetaan oskillaattorilla ultraääninen aalto. Ääniaalto muuttaa välikappaleen *taitekerrointa*, joka muuttaa tulevan valonsäteiden K_i *taipumiskulmaa* β (kuva 8). [9, s. 159.] Interferometriä, jossa referenssisäteiden taajuutta moduloidaan, kutsutaan *heterodyyniseksi interferometriksi* [11].

Ideaalisesti, kun läpäisevän valon K_0 teho on nolla, valonsäteiden liikemäärän säilymislain mukaan

$$K_d = K_i \pm K_m, \quad (2)$$

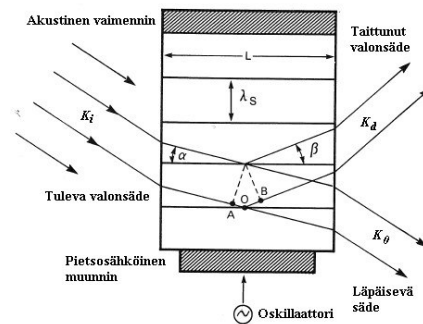
missä K_m on oskillaattorilla tuotettu ääniaaltovektori. Aaltovektori voidaan yleisesti avata muotoon

$$K = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot f}{v}, \quad (3)$$

missä f on aallon taajuus ja v on sen nopeus. Siten taittuva valo kokee Dopplerin taajuuden siirtymän

$$f_d = f_i \pm f_m, \quad (4)$$

joka merkitään myös interferometrin referenssisäteen taajuudeksi Braggin solun jälkeen f_B . [12.] Heijastumisteho riippuu modulaation taajuudesta ja parhaimmillaan heijastuneen K_d valon teho on noin 80 % tulevan valon K_i tehosta [9, s. 160].

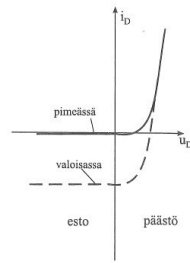


Kuva 8. Braggin solu; oskillaattorilla ja pietosähköisellä muuntimella tuotetaan välikappaleeseen akustinen aalto, jonka aallonpituus on λ_s ; akustinen aalto moduloi välikappaleen taitekerrointa, jolloin tulevasta valonsäteestä K_i osa K_0 läpäisee solun suoraan ja osa K_d taittuu kulmassa β [9, s. 159]

Fotodiodi

Referenssihaaran ja mittaushaaran valonsäteet yhdistetään lopulta valonilmaisimella, joka OFV-552-mittauspäässä (kuva 4) on fotodiodi. Fotodiodilla mitataan interferoivien valonsäteiden intensiteetti (ks. 2.1.2). Fotodiodin puolijohteen resistanssi muuttuu, kun sen *pn-rajapintaan* osuu valoa. Fotodiodin energia-aukkoa suurempienergiset valon fotonit synnyttävät siihen ylimääräisiä elektroni-aukko-pareja. Fotodiodi kytketään usein estosuuntaiseksi, kun sitä käytetään valon intensiteetin anturina. Tällöin fotodiodin

estosuuntaisesta kyllästymisvirrasta voidaan päätellä siihen osuvan valon intensiteetti. (Kuva 9.)



Kuva 9. Fotodiodin virta-jännite-riippuvuus sen pn-rajapintaan osuvan valon intensiteetistä [13, s. 69]

Fotodiodi voidaan asettaa vastaanottamaan vain tiettyä valon aallonpituutta, esimerkiksi helium-neon laservalon aallonpituutta. Vastaanotettava aallonpituus säädetään fotodiodin energia-aukon kokoa muuttamalla ja lisäämällä fotodiodin pintaan pinnoitteita, jotka toimivat suodattimina. [13, s. 68 - 70.]

2.1.2 Siirtymä- ja nopeusinformaation palauttaminen

OFV-552 mittauspään signaalin Dopplerin vaiheen ja taajuuden siirtymästä voidaan palauttaa informaatio mittauskohteen siirtymästä ja nopeudesta. Laservalo jaetaan säteenjakajalla BS1 kahteen eri haraan (kuva 4). Merkitään valonsäteiden kulkemaa matkaa heijastavaan kohteeseen referenssihaarassa s_R ja mittaushaarassa s_M . Valonsäteiden vaihe on verrannollinen sen kulke-
maan matkaan [8, s. 1191].

Valonsäteiden kuljettua edestakaisen matkan säteenjakajalta kohteeseen, referenssisäteiden vaihe φ_R voidaan kirjoittaa

$$\varphi_R = 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} s_R \quad (5)$$

ja mittaussäteiden vaihe φ_M

$$\varphi_M = 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} s_M, \quad (6)$$

missä λ on laservalon aallonpituus. Referenssihaarassa ja mittaushaarassa kulkeneiden valonsäteiden väliseksi Dopplerin vaihesiirroksi φ_D saadaan siis

$$\varphi_D = \varphi_M - \varphi_R = \frac{4\pi}{\lambda}(s_M - s_R) = \frac{4\pi}{\lambda}\delta, \quad (7)$$

missä δ on referenssisäteen ja mittaussäteen välinen optinen matkaero. [11.]

Mittauskohteen siirtymän määrittäminen

Referenssisäteen ja mittaussäteen kohteiden siirtymät aiheuttavat siis niiden välille optisen matkaeron, joka puolestaan johtaa vaihe-eroon niiden välillä. Valonsäteiden interferoidessa, niiden välinen vaihe-ero φ_D havaitaan fotodiodilla. Fotodiodilla syntyvä virta I_D on verrannollinen valonsäteiden sähkökenttien voimakkuuksien neliöön

$$I_d \propto [E_R \cos(2\pi \cdot f_B \cdot t + \varphi_R) + E_M \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_M)]^2, \quad (8)$$

missä E_R ja E_M ovat referenssi- ja mittaussäteiden sähkökenttien huippuarvot, f on lasersäteen taajuus ja f_B referenssisäteiden taajuus, kun se on moduloitu Braggin solussa (ks. 2.1.1). [8, s. 1191.]

Fotodiodilla syntyvä virta voidaan kirjoittaa muotoon

$$I_d = i_R + i_M + 2\varepsilon \sqrt{i_R} \sqrt{i_M} \cos(2\pi \cdot (f - f_B) \cdot t + \varphi_D), \quad (9)$$

missä i_R ja i_M ovat verrannollisia säteiden sähkökenttien voimakkuuteen ja ε on heterodyyninen tehokkuus [3, s. 321]. Käytännössä liikkuvien kohteiden aiheuttama valonsäteiden matkaero muuttuu ajan funktiona, jolloin ilmaisimella havaittu juovakuvio liikkuu. Kohteiden siirtymien erotus voidaan määrittää laskemalla juovakuvion siirtyminen ilmaisimella. [4: B, s. 1.]

Mittauskohteen nopeuden määrittäminen

Mitattaessa värähtelevää kappaletta, sen nopeus muuttuu ajan funktiona. Yksinkertaisuuden vuoksi seuraavaksi käsitellään tasaisella nopeudella liikkuvaa kohdetta. Tasaisella nopeudella liikkuva kohde aiheuttaa referenssi- ja mittaussäteiden välille Dopplerin kulmanopeuden siirtymän ω_D , joka on Dopplerin vaihesiirron (8) derivaatta ajan suhteen

$$\omega_D = \frac{d\varphi_D}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{d\delta}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} v, \quad (10)$$

missä v on ajan funktiona muuttuvan matkaeron δ aiheuttama nopeus [8, s. 294].

Kulmanopeuden ja taajuuden välillä on yhteys

$$\omega = 2\pi \cdot f, \quad (11)$$

missä f on tässä Dopplerin taajuussiirtymä [14, s. 129]. Yhdistämällä (10) ja (11) voidaan ratkaista Dopplerin taajuussiirtymä, joka tässä kuvaa referenssi- ja mittaussäteen välistä erotajuutta.

$$f_D = 2 \frac{v}{\lambda}, \quad (12)$$

mistä nähdään taajuuden Dopplerin taajuuden siirtymän ja nopeuden verrannollisuus.

Valodiodilla syntyvä virta voidaan nyt kirjoittaa muotoon, kun vain mittaussäteen kohde liikkuu tasaisella nopeudella

$$I_d = i_R + i_M + 2\mathcal{E}\sqrt{i_R}\sqrt{i_M} \cos(2\pi(f_B \pm f_D) \cdot t + \varphi_0), \quad (13)$$

missä φ_0 on sattumanvarainen vaihe ja termin $\pm f_D$ merkki määräytyy mitattavan kohteen nopeuden suunnasta. [3, s. 322.]

2.1.3 Optisen mittauksen kohinalähteet

Optisen laser-mittauksen merkittävin kohinalähde on mittauskohteen pinnan aiheuttama sirontakohina. Mittauskohteen rosoisesta pinnasta takaisinheijastuneessa valossa syntyy sirontakuvio, joka valonilmaisimella näkyy kohinana. Itse laser-lähteessä syntyy myös kohinaa, joka riippuu paljolti tavasta, jolla laservalo on tuotettu. Optinen mittauslaite on lisäksi altis sähköisille kohinalähteille, kun mittaussignaali siirtyy valonilmaisimelle. Fotodiodin puoliyhteessä esiintyy muun muassa lämpökohinaa ja sähköjohtimet valonilmaisimelta muulle elektroniikalle on altis sähkömagneettisille häiriöille.

Kaiken kohinan minimitaso on *kvanttikohina*, joka aiheutuu satunnaisesti saapuvien ja absorboitujen fotonien havaitsemisesta valonilmaisimella. Kvanttikohina on verrannollinen valonilmaisimen virran i ja kaistanleveyden B neliöjuureen ja sen aiheuttama virta i_{SN} voidaan kirjoittaa

$$i_{SN} = \sqrt{2i \cdot eB} , \quad (14)$$

missä e on elektronin varaus. Kvanttikohinaa voidaan siis vähentää pienentämällä valonlähteen tehoa ja valonilmaisimen kaistanleveyttä. [9, s. 115 - 123.]

Pintojen takaisinheijastamiskyky

Optisen mittauksen onnistumisen kannalta mittauskohteen pinnan takaisinheijastuskyky on erittäin tärkeää. Laserlähteen kohinaa voidaan vähentää, mutta mittauskohteen pinta voi olla millainen tahansa. LDV on riippuvainen mittauskohteen pinnan kyvystä heijastaa valoa takaisin. Takaisinheijastuneen valon intensiteetin on oltava riittävän suuri, jotta mittaussignaalia voidaan analysoida tarkemmin.

Takaisinheijastuneen valon intensiteetti voi vaihdella suuresti kiiltävien ja mustien pintojen välillä, jotka absorboivat suurimman osan valosta. Intensiteettiä voi parantaa selvästi asentamalla kohteeseen erityistä heijastavaa teippiä, mikä ei aina kuitenkaan ole mahdollista. Heijastava teippi sisältää pieniä lasipalloja, noin 50 μm halkaisijaltaan, joista takaisinheijastunut laservalo leviää vain muutaman asteen. [15.]

Pinnasta takaisinheijastuneen valon intensiteetti riippuu havaitsemiskulmasta Lambert'in lain mukaisesti

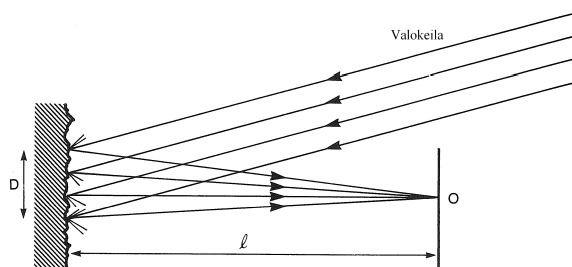
$$I_{\theta} = I_N \cos \theta , \quad (15)$$

missä I_{θ} on suunnassa θ havaittu intensiteetti ja I_N on intensiteetti pinnan normaalin suunnassa [14, s. 226]. LDV:n kuitumittauspää tulee siis kohdistaa mittauskohteeseen mahdollisimman suoraan siten, että kuitumittauspään vastaanottavaan optiikkaan (kuva 7) osuu mahdollisimman suuri takaisinheijastuneen valon intensiteetti.

Sirontakuvio takaisinheijastuneessa valossa

Koherentilla ja polarisoidulla valolla tehdyissä mittauksissa, kuten OFV-552:llä, syntyy merkittävästi kohinaa *sirontakuvioista*. Sirontakuvio syntyy lasersäteen takaisinheijastuessa mittaushaaran rosoisesta pinnasta. Rosoisella tarkoitetaan tässä pinnanmuodostuman vaihtelua, jonka suurus on suurempi kuin valon aallonpituus. Ainoastaan optiseen käyttöön tarkoitetut pinnat eivät täytä kyseistä ehtoa.

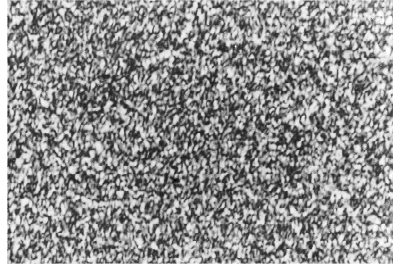
Sirontakuvio syntyy takaisinheijastuneiden valonsäteiden interferoidessa keskenään. Valokeilan valaisemalta pinnalta heijastuneet valonsäteet interferoivat tarkastelupisteessä O, etäisyydellä l , missä havaittavan valon intensiteetti riippuu valokeilan jokaisen säteen amplitudista ja suhteellisesta vaiheesta (kuva 10). Säteen vaihe riippuu satunnaisesti jakautuneesta heijastuspisteen korkeudesta, johtaen valonsäteiden vaiheiden tasaiseen jakaumaan välillä $0^\circ - 360^\circ$.



Kuva 10. Sironnan kaavakuva, kun valokeila, jonka halkaisija on D , siroaa mittaushaaran pinnasta, etäisyydellä l olevassa tarkastelupisteessä voidaan havaita sirontakuvio [9, s. 176]

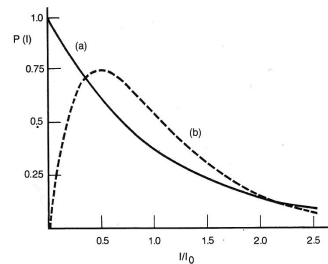
Sirontakuvio voidaan havaita esimerkiksi asettamalla valkoinen paperi, jollekin etäisyydelle heijastavasta pinnasta. Sirontakuviossa voidaan havaita selviä tummia ja vaaleita alueita (kuva 11). Heijastuspinnan liikkuessa poikittain valokeilan halkaisijaa D pidemmän matkan, syntyy tilastollisesti samanlainen kuvio, mutta ilman mitään korrelaatiota edelliseen.

Sirontakuvio aiheuttaa merkittävästi kohinaa optisiin mittausrakenteisiin ja se syntyy nimenomaan vain, kun käytetään koherentteja polarisoituneita valonlähteitä. Lasersäteiden valokeilasta pyritään yleensä tekemään mahdollisimman pieni halkaisijaltaan, jotta saavutetaan mahdollisimman pieni pinta-alaresoluutio, mutta samalla sirontakuvion kohina kasvaa (16).



Kuva 11. Sirontakuvio, jonka aiheuttaa rosoisesta pinnasta takaisinheijastuneiden valonsäteiden satunnaisesti jakautunut interferenssi [9, s. 176]

Sirontakuvion aiheuttama intensiteetti kuitumittauspään anturikuiduissa (kuva 7) on verrannollinen sirontakuvion "rakeiden" intensiteettien summaan. Yksittäisen rakeen intensiteetti pisteessä O riippuu intensiteetin esiintymisen todennäköisyysjakaumasta (kuva 12, (a)). Jakauma kuvaa todennäköisyyttä $P(I)$, jolla havaitaan intensiteettiä voimakkuudella I , suhteessa keskiarvoiseen intensiteettiin I_0 . Polarisoidun valonlähteen intensiteetin todennäköisyysjakauma on erimuotoinen (kuva 12, (b)). Jakaumassa on pienempi hajonta, joka tarkoittaa pienempää kontrastia sirontakuviossa.



Kuva 12. Intensiteetin esiintymisen todennäköisyysjakauma havaintopisteessä O ; todennäköisyydellä $P(I)$ havaitaan intensiteettiä voimakkuudella I/I_0 , kun I_0 on keskiarvoinen intensiteetti; käyrä (a) kuvaa polarisoitua valonlähdettä ja käyrä (b) polarisoidun valonlähteen jakaumaa [9, s. 178]

Koherentille ja polarisoiduneelle valonlähteelle sirontakuvion aiheuttama signaali-kohinasuhde (ks. 2.1.4) SNR_s voidaan kirjoittaa

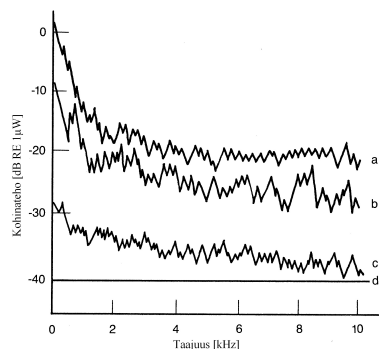
$$SNR_s \approx \frac{a_d D}{2\lambda \cdot l}, \quad (16)$$

missä a_d on takaisinheijastuneen valon keräävän anturin halkaisija. Sirontakuvion aiheuttamaa kohinaa voidaan vähentää pienentämällä mittauskohteen pinnan ja tarkastelupisteen etäisyyttä l tai kasvattamalla valokeilan D tai keräävän anturin halkaisijaa a_d . [9, s. 175 - 183.] Syntyvä sirontakohina on myös verrannollinen sirontakuvion muutosnopeuteen, jolloin valonilmaisoin

havaitsee muuttuvan sirontakuvion. Kohinataso on siksi erityisen suurta mittaessa pyöriviä tai tasossa liikkuvia kohteita. [15.]

Laserlähteen kohina

Laserlähteen kohinalähteitä on useita, jotka liittyvät tapaan, jolla laservalo tuotetaan. Spontaanien fotonien säteilyn vahvistus tuottaa itsessään kohinaa, jonka amplitudi on kuitenkin muita kohinalähteitä selvästi pienempi. Tärkeämpi kohinalähde kaasulaserlähde on plasmakohina. Plasmakohina johtuu kaasupurkauksen virrantiheyden vaihteluista ja johtaa laserlähteen vahvistuksen makroskooppiseen huojuntaan. Helium-neon laserlähteen plasmakohinaa ei yleensä esiinny yli 100 kHz:n taajuuksilla.



Kuva 13. Kaasulaserien kohinaspektrejä; argon-laser (a), monimuotoinen helium-neon-laser (b), yksinkertainen helium-neon-laser (c) ja kvanttikohinan taso (d) [9, s. 117]

Laserlähteeseen syntyy kohinaa myös sen säteilyn taajuuskomponenttien (kuva 6) välisistä häiriöistä. Vierekkäisten taajuuskomponenttien välinen taajuusero vaihtelee kaasuputken väliaineen epälineaarisuuksien aiheuttamana. Vaihtelu havaitaan myös laserlähteen ulostulossa amplitudihuojuntana. Monimuotoisen ja yksinkertaisen laserlähteen kohinassa on ilmiön johdosta merkittävä ero (kuva 13). [9, s. 117 - 123.] OFV-552:n laserlähde on stabiloitu siten, että se säteilee vain yhdellä taajuudella [10].

2.1.4 OFV-5000-ohjaimen asetusten valinta

OFV-5000-ohjaimeen on mahdollista asentaa neljä erilaista dekodoria, jotka muuttavat mittaussignaalin nopeus- tai siirtymäinformaatioksi. Tässä insinööriyössä käytettyyn ohjaimeen oli asennettu analogiset dekodorit VD-02 nopeusdekoodaukseen ja DD-200 siirtymädekoodaukseen. Digitaalisia dekodeereita on myös saatavilla. Dekoodauksen lisäksi ohjaimella voidaan

säätää mittauspään ja signaalinkäsittelyn asetuksia. Säädettäviä asetuksia ovat mittausalue, alipäästösuodattimen ylärajataajuus, ylipäästösuodattimen alarajataajuus sekä seurantasuodattimen nopeus. Asetuksia voidaan säätää myös RS-232-etäyhteydellä esimerkiksi tietokoneelta.

Dekooderin valinta

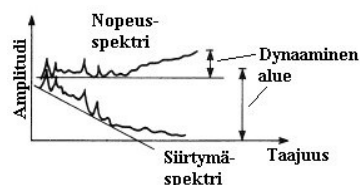
Valinta nopeusdekooderin ja siirtymädekooderin välillä riippuu usein mitattavan kohteen ominaisuuksista. Harmonisissa värähtelyissä (ks. 3) nopeus, siirtymä ja kiihtyvyys ovat yhteydessä toisiinsa

$$v = \pi \cdot f \cdot s = \frac{a}{2\pi \cdot f}, \quad (17)$$

$$s = \frac{v}{\pi \cdot f} = \frac{a}{2\pi^2 \cdot f^2}, \quad (18)$$

missä v on värähtelyn nopeus, f on taajuus, s on siirtymä ja a on kiihtyvyys [16, s. 8]. Värähtelyn siirtymän amplitudi siis pienenee kääntäen verrannollisesti taajuuden neliöön, kun nopeuden amplitudi pienenee vain kääntäen verrannollisesti taajuuteen. Mittauskohteen värähdellessä hyvin matalilla taajuuksilla tai mitattaessa *transientteja* ilmiöitä tulisi mittaussignaali muuntaa siirtymädekooderilla. [6: 4, s. 7.]

Dekooderi voidaan valita myös tasaisimman spektrin perusteella. Toisin sanoen dekooderi, tai yleisesti anturi, joka tuottaa tasaisimman spektrin mitattavasta ilmiöstä tulisi valita (kuva 14). Epätasainen spektri tarkoittaa, että samalla amplitudilla, mutta eri taajuuksilla tapahtuvat värähtelyt aiheuttavat eri suuret muutokset mittauksen ulostuloon. Tasaisempi spektri edellyttää myös pienempää dynaamista aluetta dekooderin informaatiota tallentavalta laitteistolta. [5: 16, s. 4.]



Kuva 14. Samasta ilmiöstä mitatut nopeusspektri ja siirtymäspektri; nopeusspektri on tasaisempi ja sen vaatima dynaaminen alue on pienempi, joten tässä tapauksessa tulisi valita nopeusanturi [5: 16, s. 4]

Dynaamisella alueella tarkoitetaan mittauslaitteen tai näytteenottolaitteen mittausalueen suurimman arvon ja pienimmän mitattavissa olevan arvon välistä suhdetta desibeleissä. Dynaaminen alue Y_D määritellään

$$Y_D = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{y_{\max}}{y_{\min}} \right), \quad (19)$$

missä y_{\max} on mittausalueen suurin arvo ja y_{\min} on pienin mitattavissa oleva arvo [17, s. 1].

Mittausalue ja resoluutio

Mittausaluetta valittaessa tulee ottaa huomioon mitattavan kohteen odotetut maksimi-arvot nopeudelle tai siirtymälle, taajuudelle ja kiihtyvyydelle. Parhaimman signaali-kohinasuhteen ja resoluution saavuttamiseksi tulisi aina valita pienin mahdollinen mittausalue, joka on kuitenkin mittaukseen riittävä. (Ks. OFV-5000-ohjaimen dekodeerien tyypillisiä suorituskkyarvoja, liite 3.) [6: 5, s. 8.]

Signaali-kohinasuhde SNR määritellään mitattavan signaalin tehon ja kohinan tehon suhteena

$$SNR = \frac{P_S}{P_N}, \quad (20)$$

missä, P_S on mitattavan signaalin teho ja P_N on kohinan teho [13, s. 184].

Alipäästösuodatin

Ohjaimeen asennetulla analogisella alipäästösuodattimella voidaan parantaa nopeusmittauksen signaali-kohinasuhdetta sovittamalla kaistanleveys vastaamaan mitattavan ilmiön kaistanleveyttä. Alipäästösuodattimen ylärajataajuudeksi voidaan valita 5 kHz, 20 kHz, 100 kHz tai 1,5 MHz. Tarkkoja mittauksia tehtäessä tulee ottaa huomioon alipäästösuodattimen taajuusvaste.

Alipäästösuodatin on tyypiltään kolmannen asteen Bessel. Sen tyypillisiin ominaisuuksiin kuuluu vaiheen lineaarisuus nollataajuudesta ylärajataajuuteen. Toisin sanoen suodattimesta johtuva signaalin vaihesiirto kasvaa lineaarisesti taajuuden kasvaessa. Suodattimen amplitudivirhe päästökaistalla voidaan karkeasti arvioida olevan alle -5 % aina 40 %:iin päästökaistasta ja

virhe kasvaa noin -15 %:iin alueella 70 % päästökaistasta. Ylintä 30 % päästökaistasta ei tulisi käyttää mittauksiin, ylärajataajuudella amplitudivirhe on noin 30 %. (Liite 4.)

Ylipäästösuodatin

Ylipäästösuodattimella voidaan suodattaa pois korkea-amplitudiset matalat taajuudet, joita ei haluta mittaussignaaliin. Ohjaimeen liitetty ylipäästösuodatin on tyypiltään neljännen asteen Butterworth. Ylipäästösuodattimen alarajataajuus on 100 Hz ja se voidaan myös ohittaa, jolloin mittauksen taajuuskaista alkaa 0-taajuudesta. Ylipäästösuodatin aiheuttaa mittaussignaaliin taajuudesta riippuvaisen vaihesiirron ja noin -5 %:n amplitudivirheen 150 Hz:n taajuudella. (Liite 4.)

Seurantasuodatin

Seurantasuodattimella voidaan parantaa mittauspään signaali-kohinasuhdetta (20) jos sen signaalitaso on heikko. Seurantasuodatin havaitsee mittaussignaaliissa tapahtuneen katkoksen ja säilyttää ulostulossa katkosta edeltäneen tason, kunnes mittaussignaali palaa jollekin tietylle tasolle. Katkoksia syntyy aina takaisinheijastuneen valon sirontakuvion johdosta. (Ks. 2.1.3.)

Seurantasuodattimella ei voi enää parantaa signaali-kohinasuhdetta, kun optinen signaalitaso on voimakas. Seurantasuodattimen nopeus valitaan signaalin dynaamisuuden mukaan, joko hitaaksi tai nopeaksi. Seurantasuodatin voidaan myös ohittaa. Tarkkoja mittauksia varten seurantasuodatin tulee ohittaa, sillä se voi aiheuttaa 0,5 dB:n amplitudivirheen mittaussignaaliin. Seurantasuodattimen suorituskyvystä ja signaalipolusta ilman seurantasuodatinta ei ollut saatavilla tarkempaa tietoa. [6: 5, s. 9 - 13]

2.2 Piettosähköinen kiihtyvyyssanturi

VTI:llä käytetään perinteisesti tärinämittauksissa ja -testauksessa piettosähköisiä kiihtyvyyssantureita. Piettosähköisten kiihtyvyyssantureiden toiminnallinen taajuusalue on erittäin laaja, noin yhden hertsin taajuudesta kymmeniin kilohertzeihin. Niiden muita etuja ovat mekaaninen kestävyys, helppokäyttöisyys sekä suhteellisen vähäiset investointikustannukset. VTI:llä käytetyt

pietsosähköiset kiihtyvyyssanturit ovat Kistler Instrumentin valmistamia, *Shear*-tyypin IEPE-antureita (Internal Electronic Piezoelectric).

Pietsosähköisen kiihtyvyyssanturin toiminta perustuu sen sisällä olevaan pietsosähköiseen elementtiin. Elementti synnyttää sähköisen varauksen q , joka on verrannollinen siihen kohdistuvaan voimaan F . Kun kiihtyvyyssanturi on kiihtyvässä liikkeessä, anturin sisällä pietsosähköiseen elementtiin kiinnitetty *seisminen massa* aiheuttaa elementtiin dynamiikan peruslain mukaisen voiman

$$F = m_s a, \quad (21)$$

missä F on voima, m_s on seisminen massa ja a on kiihtyvyys. [2, s. 137 - 138.]

Pietsosähköiset materiaalit

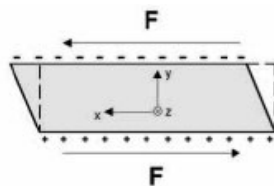
Pietsosähköinen elementti on yleensä valmistettu kvartsista, joka on kemialliselta koostumukseltaan piidioksidia SiO_2 . Kvartsi on luonnollinen kide ja sillä on myös luonnostaan pietsosähköinen ominaisuus. Nykyisin kvartsia kasvatetaan synteettisesti kovassa paineessa ja korkeassa lämpötilassa. Kvartsikiteen ominaisuuksia voidaan muuttaa käyttämällä eri leikkauskulmia.

Erilaisten leikkauskulmien ansiosta, kvartsikiteeseen kohdistuva voima aiheuttaa erilaisia jännitteitä, kun anturi kokee kiihtyvyyttä. Varauksen synnyttämisessä käytetään hyväksi *poikittais-*, *pitkittäis-* ja *leikkausjännitystä*. Esimerkiksi leikkausjännityksessä (kuva 15) kvartsikiteeseen syntyvä varaus q voidaan kirjoittaa

$$q = -4,6 \frac{pC}{N} \cdot F, \quad (22)$$

missä C tarkoittaa Coulombin varausyksikköä ja N on voiman yksikkö Newton. [18, s. 2 - 3.]

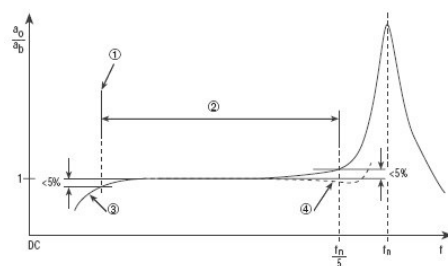
Erilaisia keraamisia materiaaleja käytetään myös pietsosähköisten elementtien materiaaleina. Keraamit valmistetaan synteettisesti ja niiden pietsosähköinen ominaisuus tuotetaan polarisoimalla keraamia voimakkaassa sähkökentässä. Elementin materiaalin valinta riippuu tapauskohtaisesti sovelluksen vaatimista suorituskykyominaisuuksista. [2, s. 141 - 142.]



Kuva 15. Voiman F aiheuttama leikkausjännitys kvartsikiteessä [18, s. 2]

Taajuusvaste ja toiminnallinen taajuusalue

Pietsosähköistä kiihtyvyyssanturia voidaan dynaamisen käyttäytymisen osalta mallintaa yksiulotteisella jousi-massa-systeemillä, joka on vaimennettu pakkovärähtelijä (ks. 3). Systeemin liikeyhtälö on toisen asteen differentiaaliyhtälö (28), josta voidaan ratkaista sen taajuusvaste (30), joka määrittelee systeemin taajuusvastekäyrän (kuva 16) erityisesti korkeilla taajuuksilla.



Kuva 16. Pietsosähköisen kiihtyvyyssanturin taajuusvaste; toiminnallinen taajuusalue (2) määritellään alarajataajuuden (1) ja ylärajataajuuden väliseksi taajuusalueeksi, jolloin anturin amplitudivirhe on vähemmän kuin 5 %; alarajataajuus määräytyy sisäisen signaalinkäsittelypiirin tai ulkoisen mittauspiirin aikavakiosta (3); ylärajataajuus on viidesosa anturin ominaisresonanssitaajuudesta f_n ; alipäästösuodattimella tai mekaanisella vaimennuksella voidaan ylärajataajuutta nostaa (4) [19, s. 2]

Pietsosähköisen kiihtyvyyssanturin *toiminnalliseksi taajuusalueeksi* määritellään yleensä taajuusalue, jolla anturin amplitudi muuttuu vähemmän kuin 5 %. Tällöin anturin ylärajataajuudeksi saadaan viidesosa ominaisresonanssitaajuudesta f_n . VTI:llä käytössä olevien pietsosähköisten kiihtyvyyssantureiden luonnollinen resonanssitaajuus on noin 52 kHz, jolloin ylärajataajuudeksi tulee noin 10 kHz. Alipäästösuodattimella tai mekaanisella vaimennuksella ylärajataajuutta voidaan nostaa. [19, s. 2; 20, s. 1.]

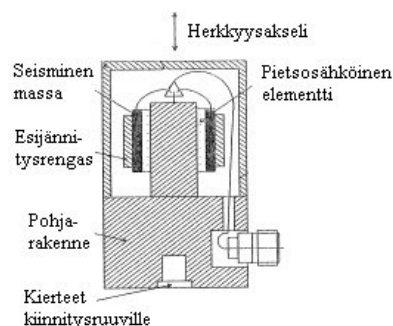
Pietsosähköisen kiihtyvyyssanturin toiminnallinen alarajataajuus määräytyy sen sisäisen signaalinkäsittelypiirin tai ulkoisen mittauspiirin ominaisuuksien mukaan. Piirit käyttäytyvät ylipäästösuodattimen tavoin, jonka alarajataajuus määräytyy sen aikavakion mukaan. Kistler Instrumentin IEPE-antureiden alarajataajuus on normaalisti noin 1 Hz. [21, s. 27 - 28.]

Rakennetyypit

Mekaaniselta rakenteeltaan pietsosähköisiä kiihtyvyyssantureita on saatavilla useita erityyppisiä. Jako eri tyyppeihin perustuu tapaan, jolla seisminen massa aiheuttaa jännitystä pietsosähköiseen elementtiin.

Leikkaustyyppin eli Shear-tyypin antureissa on useita anturielementtejä. Anturielementit ovat sijoitettu keskipylvään ja seismisen massan väliin (kuva 17). Esijännitysrenkailla rakenteesta tehdään lineaarisen jäykkä. Seismiset massat kohdistavat anturielementteihin leikkausjännitystä, kun anturi on kiihtyvässä liikkeessä, jolloin anturielementissä syntyy jännityksen voimaan verrannollinen varaus (22).

Syntynyt varaus siirretään elektrodeilta sisäiselle signaalinkäsittelypiirille tai suoraan sähköiselle liittimelle. Leikkaustyyppin anturit ovat epäherkkiä lämpötilan muutoksille ja pohjarakenteen taipumiselle, koska anturielementit ovat eristettyjä pohjasta ja anturin kotelosta.



Kuva 17. Leikkaustyyppin eli Shear-tyypin pietsosähköinen kiihtyvyyssanturi; pietsosähköinen anturielementti on sijoitettu keskipylvään ja seismisen massan väliin; seisminen massa aiheuttaa anturielementtiin leikkausjännityksen, kun anturi on sen herkkyysakselin suuntaisessa kiihtyvyyслиikkeessä [2, s. 142]

Taipumatyyppin rakenteessa anturielementti on palkin muotoinen. Anturielementti on tuettu yhdestä kohtaa, jolloin anturin kokiessa kiihtyvyyttä, anturielementti taipuu ja synnyttää varaussignaalin. Taipumatyyppin antureista voidaan valmistaa pieniä kooltaan ja hinnaltaan. Rakenne tekee niistä herkkiä kiihtyvyydelle ja mekaanisille iskuille, joten ne soveltuvat parhaiten matalien taajuuksien ja pienten kiihtyvyyksien mittaukseen.

Puristustyyppin rakenne on perinteinen ja yksinkertainen. Pietzosähköinen elementti on sijoitettu seismisen massan ja anturin pohjarakenteen väliin.

Rakenteet on yhdistetty ruuvilla, joka tuottaa samalla esijännityksen anturielementtiin. Seismisen massan anturielementtiin kohdistama puristusvoima muuttuu, kun anturi on kiihtyvässä liikkeessä. Anturielementissä syntyy puristusvoimaan verrannollinen varaus. Puristustyyppin rakenne kestää mekaanisesti erittäin hyvin suuria kiihtyvyyden sokkitasoja. [2, s. 142 - 143.]

Varaussignaalin käsittely

Sähköisen toiminnallisuuden kannalta pietsosähköisiä kiihtyvyyssantureita on kahta eri tyyppiä. *Charge mode* -tyypin anturit sisältävät vain pietsosähköisen anturielementin ja ne tuottavat korkeaimpedanssisen varaussignaalin. *IEPE-anturit* sisältävät sisäisen signaalinkäsittelypiirin, joka muuntaa pietsosähköisen elementin korkeaimpedanssisen varaussignaalin matalaimpedanssiseksi jännitesignaaliksi.

IEPE-antureilla mittaussignaali voidaan siirtää normaalilla koaksiaalikaapelilla pitkiä matkoja ilman, että signaaliin syntyy merkittävästi kohinaa. IEPE-anturit tarvitsevat toimiakseen tasasähköisen herätteen, tasasähkö ja mittaussignaali voivat kuitenkin kulkea samassa koaksiaalikaapelissa. Monissa tärytinlaitteistojen ohjaimissa on valmius tuottaa tarvittava tasajännite ja ne sisältävät piirin, jolla mittaussignaali erotetaan tasajännitteestä.

Charge mode -anturit tarvitsevat toimiakseen ulkoisen varausvahvistimen tai varaus-jännite-muuntimen. Charge mode -antureita käytetään yleensä soveluksissa, joissa vaaditaan erityisen laajaa toiminnallista lämpötila-aluetta, koska IEPE-antureilla on signaalinkäsittelypiirin ominaisuuksista johtuen suuri lämpötilakerroin. [2, s. 138 - 140.]

3 VÄRÄHTELEVÄT SYSTEEMIT

Kaikki mekaaniset rakenteet, joilla on massaa ja jotka ovat kimmoisia, voivat toimia värähtelijöinä. Mekaanisten rakenteiden dynaamista käyttäytymistä kuvaamaan on kehitetty matemaattisia yhtälöitä, jotta niiden käyttäytymistä voitaisiin ymmärtää ja ennustaa. Mekaaniset rakenteet mallinnetaan ensin joukolla yksinkertaisia ja ideaalisia komponentteja, joiden yhteisvaikutuksesta muodostetaan koko systeemin liikeyhtälö.

Yksiulotteinen harmoninen värähtelijä on yksinkertaisin värähtelevä systeemi. Harmonisella värähtelyllä tai liikkeellä tarkoitetaan heilahtelua

tasapainoaseman molemmin puolin, esimerkiksi jousen varassa värähtelevä massakappale on harmonisessa liikkeessä. Värähtelyn aiheuttajana on aina jokin joustava rakenne, jossa vaikuttaa jousivoima. Jousen massa m aiheuttama voima F suuntautuu aina tasapainoasemaan ja on verrannollinen etäisyyteen siitä

$$F = -kx - mg, \quad (23)$$

missä k on jousivakio, x on etäisyys tasapainoasemasta ja g on putoamis- kiihtyvyys. [22, s. 175 - 177.]

Yleisesti liikkeen voidaan sanoa olevan harmonista, jos sen paikka x muuttuu sinimuotoisesti

$$x = A \sin(\omega \cdot t + \varphi), \quad (24)$$

missä A on värähtelyn amplitudi, ω on sen kulmataajuus, t on aika ja φ on värähtelyn nollahetken vaihe. Värähtelyn kulmataajuudella ω on yhteys taajuuteen f (11). Värähtelyn jaksonaika T on taajuuden käänteisarvo

$$T = \frac{1}{f}. \quad (25)$$

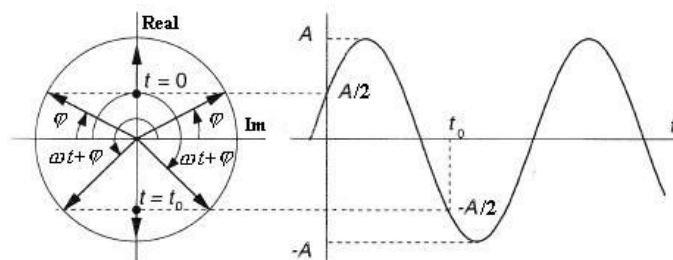
Harmoninen värähtely voidaan trigonometrisen esitystavan (24) lisäksi esittää myös *kompleksimuodossa ja vektoriesityksenä* (kuva 18). Harmoninen värähtely voidaan käsittää kahden, kompleksitasossa vastakkaiseen suuntaan pyörivän, vektorin summan reaalisenä projektiona. Kompleksitason vektoreiden imaginääriosat kumoavat toisensa, jolloin niiden summa on aina reaalinen. [23, s. 12 - 13.]

Kompleksimuoto on seurausta *Eulerin kaavasta*

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi, \quad (26)$$

missä j kuvaa imaginaariyksikköä ja e on eksponenttifunktio. Sinimuotoisen harmonisen värähtelyn kompleksimuoto voidaan Eulerin kaavan ja vektoriesityksen seurauksena kirjoittaa muotoon

$$x = -\frac{A}{2} j \cdot (e^{j(\omega t + \varphi)} - e^{-j(\omega t + \varphi)}). \quad (27)$$

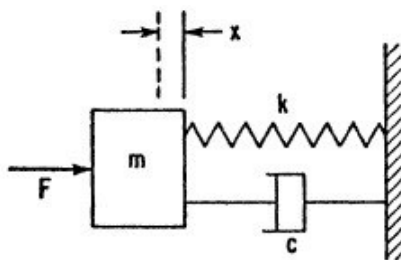


Kuva 18. Harmonisen värähtelyn vektoriesitys kompleksitasossa (vasemmalla) ja sen reaalinen projektio (oikealla); harmoninen värähtely voidaan käsittää kahden kompleksitasossa vastakkaiseen suuntaan pyörivän vektorin summana [23, s. 13]

Kompleksimuodosta ja vektoriesityksestä voidaan helpommin todeta värähtelyn negatiivisten taajuuksien matemaattinen olemassaolo. Negatiiviset taajuudet tulee ottaa huomioon laskostumisen välttämiseksi, kun reaalisesta signaalista otetaan näytteitä (ks. 5.2). Mittaussignaalin spektrianalyysissä diskreetti Fourier-muunnos antaa tuloksenaan myös negatiiviset taajuudet. (Ks. 6.1.) [24, s. 458 - 467.]

Värähtelevän systeemin malli

Todellista värähtelevää systeemiä voidaan mallintaa jousella, massakappaleella ja vaimentimella (kuva 19). Ideaalisesti jousi varastoi systeemin potentiaalienergiaa ja kappaleen massa sen liike-energiaa. Värähtelevän systeemin energia vaihtelee liike-energiasta potentiaalienergiaksi ja päinvastoin. Systeemin energiaa häviää vaimentimen kautta jokaisella värähtelyjaksolla, joten systeemiin pitää ulkoisesti tuoda energiaa, jotta värähtely jatkuisi vaimentumattomana.



Kuva 19. Värähtelevän systeemin mallinnus massa-jousi-systeemillä, jossa on vaimennin c ; m kuvaa systeemin massaa, k sen jousivakiota; F on systeemiä poikkeuttava voima ja x sen siirtymä [5: 2, s. 5]

Voimalla F poikkeutettua massa-jousi-systeemiä, johon kuuluu myös vaimennin c , kutsutaan vaimennetuksi pakkovärähtelijäksi. Todelliset värähtelevät systeemit värähtelevät lisäksi usein moniulotteisesti ja ne pitää

mallintaa usealla värähtelevällä massalla. Jatkuvalle systeemille, kuten esimerkiksi värähtelevällä sauvalla voidaan käsittää olevan äärettömän monta värähtelevää massaa. Yksinkertaisuuden vuoksi, esimerkiksi tärinätestauslaitteistoa (ks. 4), käsitellään kuitenkin yksiulotteisena ja yhden värähtelevän massan systeeminä. [5: 2, s. 1, 19.]

Värähtelevän systeemin liikeyhtälö

Värähtelevän systeemin dynamiikan peruslain mukainen liikeyhtälö on toisen asteen differentiaaliyhtälö. Kun voima F on sinimuotoinen, ja vaimennusvoima on verrannollinen nopeuteen, liikeyhtälö voidaan kirjoittaa

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = -m\omega_n^2 x - c \frac{dx}{dt} + F_0 \sin(\omega \cdot t + \varphi), \quad (28)$$

missä m on värähtelijän massa, x on sen siirtymä, ω_n on värähtelyn ominaiskulmataajuus, c on vaimennusvoiman verrannollisuuskerroin ja F_0 on voiman F huippuarvo. Yhtälössä jousivakio k on kirjoitettu muotoon

$$k = m\omega_n^2. \quad (29)$$

Ideaalisen yksiulotteisen värähtelijän värähtely on monokromaattista eli se värähtelee vain ominaistajuudellaan ω_n . [23, s. 111.]

Liikeyhtälö (28) on epähomogeeninen lineaarinen ja vakiokertoiminen toisen asteen differentiaaliyhtälö. Liikeyhtälön yksittäisratkaisusta, joka esittää värähtelyn siirtymää, saadaan muodostettua värähtelijän siirtymä- eli amplitudivaste pakkovoimaan nähden

$$\frac{x}{F_0/k} = \frac{\sin(\omega \cdot t - \theta)}{\sqrt{(1 - \omega^2/\omega_n^2)^2 + (2\zeta \omega/\omega_n)^2}}, \quad (30)$$

missä ζ on vaimennuskerroin. Yhtälö toteuttaa amplitudivasteen käyrän (liite 5: kuva 1). Siirtymän x vaihe-ero θ pakkovoimaan nähden määrää värähtelyn vaihevasteen

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{2\zeta \omega/\omega_n}{1 - \omega^2/\omega_n^2} \right). \quad (31)$$

Yhtälö toteuttaa vaihevasteen käyrän (liite 5: kuva 2). [5: 2, s. 10.]

Resonanssi

Vaimentamattomaan värähtelevään systeemiin syntyy *resonanssi*, kun ulkoinen pakkovoima värähtelee systeemin ominaistaajuudella. Vaimennetuksessa pakkovärähtelyssä vaimennuskertoimen ζ arvo määrää resonanssin muodon ja huippuarvon. Resonanssi on terävä, voimakas ja lähellä systeemin ominaistaajuutta, kun vaimennuskerroin on hyvin pieni, $\zeta \ll 1$. Vaimennuskertoimen kasvaessa, resonanssin huippuarvo pienenee ja sen muoto muuttuu laakeammaksi, jolloin sen maksimiarvo on pienempi kuin systeemin ominaistaajuus. [23, s. 112.]

Amplitudin huippuarvoa resonanssissa kuvaa Q -arvo, joka on amplitudin kasvukerroin resonanssissa

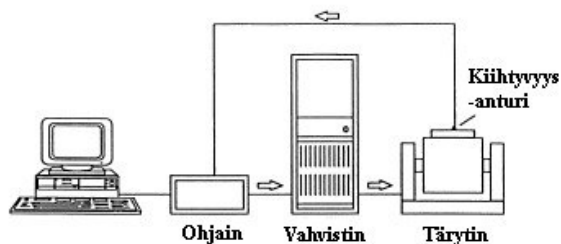
$$Q = \frac{1}{2\zeta} \quad [5: 2, s. 18]. \quad (32)$$

4 TÄRINÄTESTAUSLAITTEISTO

Tärinätestauslaitteiston tarkoitus on altistaa testikappale tärinälle määritellyn profiilin mukaisesti. VTI:llä tehdyissä tärinätesteissä profiili on yleensä sinimuotoinen pyyhkäisy tietyn taajuus- ja kiihtyvyyden alueen yli. Sokkiprofiileja ja satunnaistärinää käytetään myös. Profiileilla testataan tuotteiden suorituskykyä tärinän vaikutuksen alaisena ja materiaalien sekä komponenttien tärinäkestoisuutta. Testiprofiilit ovat monesti sovelluskohtaisia ja ne suunnitellaan yhteistyössä VTI:n asiakkaiden kanssa.

Tärinätestauslaitteistoon (kuva 20) kuuluu yleensä itse tärytin tuottamaan mekaaninen liike, ohjain, kiihtyvyyssanturi muodostamaan takaisinkytkentä ohjaimelle, vahvistin sekä tietokone ohjauksen kontrollointia ja kerättyjen tietojen tallennusta varten [16, s. 3].

Testin tarkoituksesta riippuen, VTI:llä käytetään myös yksinkertaisempia kokoonpanoja. Tietokonetta ei välttämättä käytetä tiedon tallennuksessa vaan kiihtyvyyssanturin analoginen ulostulojännite voidaan mitata myös oskilloskoopilla. Ohjaimena voi myös toimia pelkkä signaaligeneraattori, jos testin suoritus ei tarvitse takaisinkytkentää kiihtyvyyssanturilta.

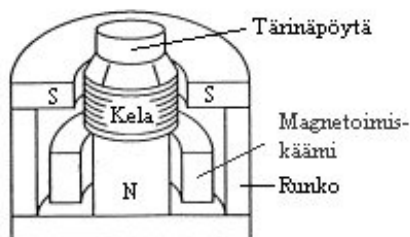


Kuva 20. Tärytinlaitteiston yleinen kokoonpano, johon kuuluu tärytin, vahvistin, ohjain, kiihtyvyyssanturi takaisinkytkentää varten sekä tietokone datan tallennukseen [16, s. 3]

Tärytin

Tärytin on sähködynaaminen laite, joka toimii kaiuttimen tavoin. *Tärinäpöydän* liike tuotetaan ajamalla vaihtovirtaa kelan läpi, joka reagoi sen läpi kulkevan voimakkaan, tasavirralla tuotetun, magneettikentän kanssa. Tasainen magneettikenttä toteutetaan joissain malleissa kestopagneetilla. Tärinäpöytä on rakenteellisesti yhteydessä kelaan, joka on samankeskisesti sijoitettu rengasmaiseen ilmarakoon tasasähköisen magneetin muodostavan piirin keskelle (kuva 21).

Magneettinen piiri on materiaaliltaan pehmeää metallia, joka samalla muodostaa täryttimen rungon. Runko magnetisoidaan magnetoimiskäämillä. Runko seisoo usein lattialla elastisilla jaloilla tai ilmatyynyillä, eristäen tärinän siirtymisen laitteiston rungosta lattiaan. [5: 25, s. 7 - 8.]



Kuva 21. Täryttimen rakenteen kaavakuva; tärinäpöytä liikkuu ylösalas, kun siihen kiinnitetyn kelan läpi johdetaan vaihtovirtaa; kelan ympärillä vallitsee tasainen magneettikenttä, joka tuotetaan johtamalla tasavirtaa magnetoimiskäämin läpi tai kestopagneetilla [16, s. 3]

Kelan virtajohtimen pituusalkion dl tuntema voima dF , kun magneettikenttä on pituusalkiota vastaan kohtisuorassa, voidaan kirjoittaa

$$dF = IBdl , \quad (33)$$

missä I on kelan virtajohtimessa kulkeva virta ja B on magneettivuon tiheys sen läpi. Kelan tuntema kokonaisvoima saadaan integroimalla kelan virtajohtimen kokonaispituuden yli. [8, s. 912.]

Testialusta

Tärinäpöytään kiinnitetään yleensä vielä *testialusta*, johon varsinainen testattava kappale ja kiihtyvyysanturi kiinnitetään. Sen rakenteelle on olemassa muutamia perussääntöjä. Testialustan massan tulee jakautua symmetrisesti siten, että sen massakeskipiste sijaitsee tärinäpöydän liikeakselilla. Epäsymmetrinen testialusta aiheuttaa poikittaishäiriön tärinäpöydän liikkeeseen ja saattaa vahingoittaa tärytintä.

Testialustan materiaalin tulee olla mahdollisimman jäykkä, jotta tärinäpöydän liike välittyisi lineaarisesti testialustaan. Samasta syystä testialusta on kiinnitettävä tiukasti tärinäpöytään. Taipuisa materiaali ja huonosti kiristetyt kiinnitysruuvit aiheuttavat ei-toivottuja taajuuskomponentteja testiprofiiliin, jotka voivat myös vahingoittaa tärytintä ja testikappaletta. Testialusta tulee kiinnittää tärinäpöytään kiinnitysruuveilla mahdollisimman monesta pisteestä. Kiinnitysruuvien tulee olla mahdollisimman lyhyitä, koska pitkällä ruuveilla on suurempi todennäköisyys resonoida testiprofiilin kanssa. [25, s. 8 - 9.]

Vahvistin

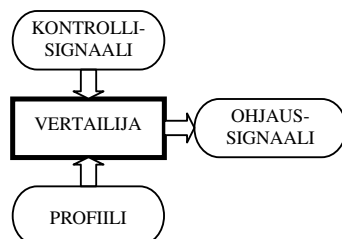
Vahvistimen tehtävä on vahvistaa ohjaimen tuottama ohjaussignaali ja tuottaa riittävä teho täryttimen kelan ja tärytinpöydän liikuttamiseen. Mitä suurempi on tärinäpöydän nopeus, sitä suurempi tulee vahvistimen jänniteheilahtelun olla. Vastaavasti mitä enemmän kiihtyvyyttä tai voimaa testiprofiilissa halutaan tuottaa, sitä enemmän tarvitaan virtaa. [16, s. 5.]

Ohjaimen toimintaperiaate

Ohjaimen tehtävä on varmistaa, että täryttimen tuottama mekaaninen liike vastaa ohjaimelle ohjelmoitua testiprofiilia. Ohjaimeen voidaan yleensä ohjelmoida siniprofiili, satunnaisprofiili, näiden sekoitus tai sokkiprofiili. Seuraavaksi käsitellään vain siniprofiilin ohjausta, jota VTI:llä käytetään kaikista yleisimmin.

Takaisinkytkentä ohjaimelle muodostetaan yleensä kiihtyvyysanturilla, joka on kiinnitettynä tärinäpöytään tai siinä kiinni olevaan testialustaan. Ohjain

vertaa reaali-aikaisesti kiihtyvyyssanturilta tulevaa kontrollisignaalia testiprofiiliin ja korjaa tarvittaessa täryttimen ohjaussignaalia, jotta haluttu taso säilytetään (kuva 22).



Kuva 22. Siniprofiilin ohjauksen vuokaavio; ohjain vertailee reaaliaikaisesti profiilin parametreja ja kiihtyvyyssanturin signaalia keskenään ja korjaa ohjaussignaalia tarpeen mukaan [lähde: 26 s. 485 mukaillen]

Tällaista systeemiä kutsutaan suljetun silmukan servosysteemiksi. Avoimen silmukan ohjauksessa kiihtyvyyssanturin informaatiota ei käytetä hyväksi vaan ohjaussignaali on staattinen tai ennalta määriteltä. Ohjaus voidaan toteuttaa myös useamman anturin informaation avulla, jolloin ohjaussignaali muodostetaan keskiarvoistamalla tietyn säännön mukaisesti eri antureilta saatu informaatio. [16, s. 6 - 7; 26, s. 475 - 489.]

Ohjaimen virheellinen toiminta näkyy suoraan virheellisinä mittaustuloksina. Pahimmallaan testattava tuote läpäisee väärin kuormittavan testin, vaikka se todellisuudessa vioittuisi testispesifikaation mukaisessa testissä. Testiprofiilin säätö riippuu ainoastaan ohjaimen ja takaisinkytkentänä toimivan kiihtyvyyssanturin yhteistoiminnasta. Muu osa laitteistoa on ”tyhmää” ja toimii ohjaimen ohjauksen mukaan.

Säädön merkittävimmät virhelähteet ovat kiihtyvyyssanturin ja ohjaimen kalibroinnissa sekä ohjaimen säätöparametreissa, joita ei kalibroida. Testilaitteisto tulee siis kalibroida määräajoin. Erittäin dynaamisissa testiprofiileissa ohjain ei ehkä kykene seuraamaan kiihtyvyyssanturin signaalia, jolloin testiprofiiliin syntyy virheellinen säätö. [27.]

4.1 Kiihtyvyyssanturin kiinnitys testialustaan

Kiihtyvyyssanturin sijoituspaikan valinta on oleellinen osa testiprofiilin ja mitauksen onnistumista. Käytettäessä yhtä anturia kontrollisignaalin muodostamisessa, ohjain varmistaa ainoastaan sen pisteen käyttäytyvän testiprofiilin mukaisesti. Jos kiihtyvyyssanturi sattuu olemaan *seisovan aallon*

solmukohdassa, se pysyy itse lähes liikkumattomana samalla, kun testialustan muut osat voivat värähdellä moninkertaisesti yli profiilin määrittelemän tason.

Solmukohdan sijainti muuttuu yleensä taajuuden mukana ja siksi useampia pisteitä tulisi käyttää kontrollisignaalin muodostamiseksi. Tärinäpöytään kiinnitetyn testialustan ”kauimmaisen” osan värähtelyn amplitudi on todennäköisesti suurin. Siksi se on paras paikka välttää seisovien aaltojen solmukohdat ja kiinnittää kiihtyvyysanturi. [25, s. 11.]

Samalla IEC:n (International Electrotechnical Commission) tärinätestausstandardi edellyttää, että kiihtyvyysanturi tulee sijoittaa mahdollisimman lähelle jotain testattavan kappaleen kiinnityspistettä [28, s. 15]. Lisäksi tulisi varmistaa, että testattavan kappaleen kokema värähtely välittyy mekaanisesti suoraan kiihtyvyysanturille [29, s. 14].

Kiinnitystavat

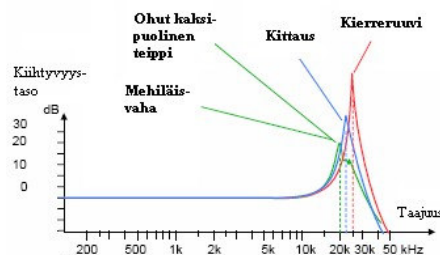
Kiihtyvyysanturi voidaan kiinnittää monella eri tavalla testialustaan, joista tässä esitellään muutamia. Kiinnitystapa vaikuttaa kiihtyvyysanturin resonanssitaajuuteen, joten se vaikuttaa myös sen toiminnalliseen taajuusalueeseen (ks. 3). Kiinnitystapaa valittaessa muita huomioon otettavia asioita ovat muun muassa kiihtyvyyden kestoisuus, kiinnitysasennon toistettavuus, nopeus ja helppous sekä kiinnitysalustan vahingoittumattomuus.

Kiinnitys *kierreruuvilla* tuottaa kaikkein korkeimman resonanssitaajuuden, jolloin sen toiminnallinen taajuusalue eli taajuusvasteen tasainen osa on hieman muita kiinnitystapoja laajempi (kuva 23). Kierreruuvi, oikein kiristettynä, kestää löystymättä erittäin korkeita kiihtyvyydestasoja ja on asennoltaan toistettava. Kierreruuvien käyttö edellyttää kuitenkin kierteiden poraamista testialustaan.

Kiihtyvyysanturin *kittaaminen* syanoakrylaatilla tai epoksilla on hyödyllistä silloin kun testialustaan ei voi tehdä reikiä. Kittaamalla kiihtyvyysanturin suorituskky on lähes yhtä hyvä kuin kierreruuvilla, mutta irrottaminen liuottimilla voi olla hankalaa, kitistä riippuen.

Mehiläisvahalla kiinnittäminen on nopeaa ja vaivatonta. Mitä paksumpaa kerrosta vahaa käytetään, sitä enemmän resonanssitaajuus pienenee.

Mehiläisvahan muita ongelmia ovat kiinnityksen mahdollinen irtoaminen korkeissa kiihtyvyyksissä ja vahan sulaminen yli 40 °C lämpötiloissa.



Kuva 23. Kiihtyvyyssanturin eri kiinnitysmenetelmistä kierreruuvin resonanssitaajuus on kaikkein korkein, jolloin sen toiminnallinen taajuusalue on kaikkein laajin; kierre-ruuvikiinnityksen taajuusvaste on hieman pidempään tasainen kuin muilla kiinnitystavoilla [30, s. 13]

Kaksipuolisen teipin suorituskky vastaa mehiläisvahaa. Se on samoin helppo ja vaivaton asentaa ja lisäksi eristää kiihtyvyyssanturin sähköisesti testialustasta. Tämä on oleellista, mikäli eristystä ei muuten ole saatavilla. Eri-tyisen korkeilla kiihtyvyyssamplitudeilla kaksipuolisen teipin kiinnitysvoima voi olla riittämätön [5: 15, s. 5 - 10; 30, s. 13.]

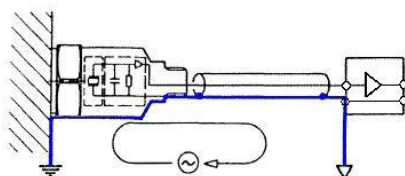
4.2 Tärinätestauslaitteiston sähköinen häiriösuojaus

Kiihtyvyyssanturin, mittauskaapelin ja mittauslaitteiston muodostamaan piiriin voi syntyä häiriösignaalia eli *kohinaa* useista eri lähteistä. Tärkeimpiä häiriölähteitä ovat maasilmukoiden syntyminen, mittauskaapeliin syntyvä hankaussähkö ja läheisten laitteiden synnyttämä sähkömagneettinen häiriö.

Häiriövirran syntyminen signaalin paluuvirtaan

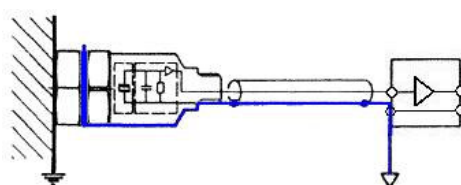
Maasilmukka syntyy yleisimmin, kun kiihtyvyyssanturin maapotentiaalin ja sen ulostuloon liitetyn vahvistimen maapotentiaalin välillä kulkee virtaa. Jos maapotentiaalit eivät ole täsmälleen samassa potentiaalissa, niiden välillä on jännite-ero, joka synnyttää virran kulkua (kuva 24).

Kiihtyvyyssanturin signaalin paluuvirta kulkee johtimen vaipan sisäpinnalla, jota pitkin myös maasilmukan virta kulkee. Tällöin maasilmukan virta näkyy suoraan kiihtyvyyssanturin ulostulossa kohinana. Maasilmukan aiheuttama kohina näkyy yleensä taajuusalueella 50 - 60 Hz.



Kuva 24. Kiihtyvyyssanturin paluusignaali kulkee johtimen vaipan sisäpinnalla, jota pitkin kulkee myös kiihtyvyyssanturin ja vahvistimen maapotentiaalien välille syntyvän maasilmukan virta; maasilmukan virta näkyy kiihtyvyyssanturin ulostulossa kohinana [31 s. 23]

Maasilmukan syntyminen voidaan estää eristämällä kiihtyvyyssanturi testialustan muodostamasta maapotentiaalista. Tällöin häiriövirralle ei pääse syntymään virtapiiriä (kuva 25). Joidenkin kiihtyvyyssantureiden kiinnityspohja on valmiiksi eristetty muusta rakenteesta. [5: 15, s. 19 - 21; 31, s. 23 - 24.]

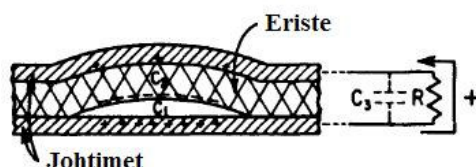


Kuva 25. Maasilmukan katkaiseminen eristämällä kiihtyvyyssanturin pohja testialustasta, estää häiriövirran kulun johtimen vaipan sisäpinnalla [31 s. 24]

Hankaussähkön aiheuttama kohina

Mittauskaapelissa syntyy hankaussähköä, kun kaapelin eriste ja ulkokuori tai eriste ja johdin hankautuvat toisiaan vasten. Kaapelin kapasitanssin yli muodostuu varaus, joka näkyy myös kaapelin pääteasteen yli synnyttäen kohinaa (kuva 26). Varauks voi syntyä, kun kaapelia liikutetaan, taivutetaan tai puristetaan. Kistler Instrumentsin valmistamien kiihtyvyyssanturien mukana toimitetaan mittauskaapeli, jonka tuottama kohina on erityisen vähäistä ja hankaussähkön syntyminen on minimoitu [32, s. 1]. Tässä insinööritöyssä käytetyt pietsosähköiset kiihtyvyyssanturit olivat Kistler Instrumentin valmistamia.

Kaapelin eristeet voidaan kuitenkin suojata siten, että varaukselle muodostetaan eristeiden pinnalle sähköinen tie purkautua. Suojaus voi irrota eristeestä kaapelia liikuteltaessa ja erityisesti testiprofiilin aikana, mikäli kaapeli pääsee hakkaamaan jotain pintaa vasten. Kaapelin liike testin aikana tulee estää kiinnittämällä se tiukasti testialustaan, läheltä kiihtyvyyssanturia, teipillä tai muulla sopivalla tavalla. [5: 15, s. 18 - 19.]



Kuva 26. Kaavakuva hankaussähkön syntymisestä; kaapelia liikuteltaessa syntynyt varaus siirtyy kohinaksi pääteasteeseen; erikoiskaapeleilla ja estämällä kaapelin liike testin aikana, voidaan välttyä hankaussähkön synnyttämältä kohinalta [5: 15, s. 18]

Sähkömagneettiset häiriöt

Läheisten sähkölaitteiden synnyttämien *sähköstaattisten kenttien* aiheuttamilta häiriösignaaleilta suojaudutaan yleensä suojaamalla kaapelit erityisellä vaipalla tai verkolla, joka johtaa hyvin sähköä. Kaksinkertaista suojausta käytetään, jos mittauskaapeli on erityisen pitkä. *Magneettiset häiriöt* ovat usein virtakaapeleiden ja muuntajien synnyttämiä. Magneettiset kentät heikentyvät voimakkaasti etäisyyden funktiona, joten paras tapa suojautua niiden aiheuttamilta häiriöiltä on pitää mittauskaapelit mahdollisimman kaukana häiriölähteistä. [5: 15, s. 19 - 20.]

5 ANALOGIASIGNAALIN NÄYTTEENOTTO

Analogista signaalia mitataan ja muunnetaan digitaalseksi ottamalla siitä jaksollisesti näytteitä. Näytteenoton seurauksena jatkuva signaali esitetään joukkona diskreettejä arvoja (kuva 27). Näytteenotossa tärkeintä on sopivan näytteenottotaajuuden valitseminen, jotta signaalista otetut näytteet vastaisivat mahdollisimman hyvin alkuperäistä signaalia. [24, s. 23.] Analoginen signaali halutaan yleensä muuntaa digitaalseksi, koska signaalinkäsittely digitaalisena on halpaa, tarkkaa ja siihen soveltuvia piirejä on valmiina saatavilla [33, s. 856].

Käsitellään näytteenottoa matemaattisesti. Olkoon jatkuva-aikainen analogiasignaali

$$x(t), -\infty < t < \infty, t \in R, \quad (34)$$

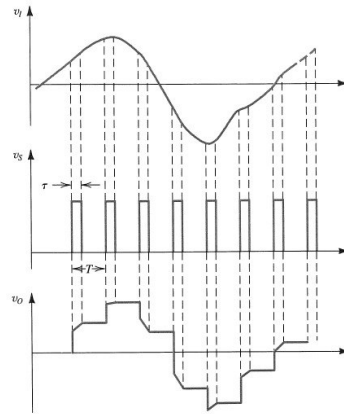
josta näytteenoton seurauksena saadaan diskreetti sekvenssi, jonka alkiot ovat analogiasignaalin näytteitä ja ne ovat arvoltaan

$$x(n) = x(t) \Big|_{t=nT} = x(nT), \quad -\infty < n < \infty, n \in \mathbb{Z}, \quad (35)$$

missä T on näyteväli ja sen käänteisarvoa f_s kutsutaan näytteenottotaajuudeksi

$$f_s = \frac{1}{T}. \quad (36)$$

Vastaavaa kulmataajuutta merkitään ω_s (11). [34, s. 60.]



Kuva 27. Jatkuvasta analogiasignaalista otetaan jaksollisesti näytteitä ajan T välein, jolloin signaalista saadaan joukko diskreettejä arvoja [33, s. 858]

5.1 Näytteenottoteoreema

Näytteenottoteoreema määrittelee sen näytteenottotaajuuden, jolla *kaistarojitettu* signaali $x(t)$ voidaan *rekonstruoida* siitä otetuista näytteistä (35). Näytteenottotaajuuden f_s on oltava vähintään kaksi kertaa signaalin kaistanleveys B

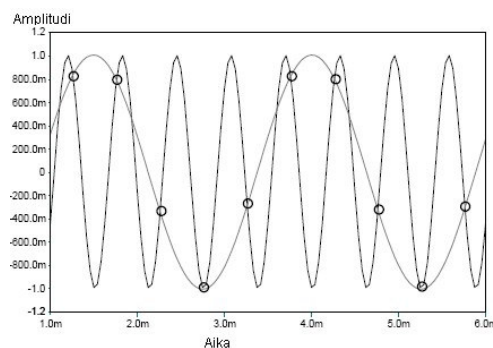
$$f_s \geq 2B. \quad (37)$$

Taajuutta $f_s/2$ kutsutaan *Nyqvistin taajuudeksi*. [35, s. 3.]

5.2 Laskostumisilmiö

Laskostumisilmiössä näytteistettyyn signaaliin syntyy virheellisiä ylimääräisiä taajuuskomponentteja, mikä johtuu liian pienestä näytteenottotaajuudesta f_s . Liian harvoin näytteistetyistä signaaleista ei saada tarpeeksi monta näytettä, jotta sen taajuus voitaisiin tulkita oikein.

Signaali, joka värähtelee esimerkiksi u Hz yli Nyqvistin taajuuden B , vaikuttaa näytteistetty signaali värähtelevän taajuudella u Hz alle Nyqvistin taajuuden B . Signaalin energia, joka on Nyqvistin taajuuskaistan ulkopuolella, laskeutuu siis näytteistetyn signaalin taajuuskaistalle.

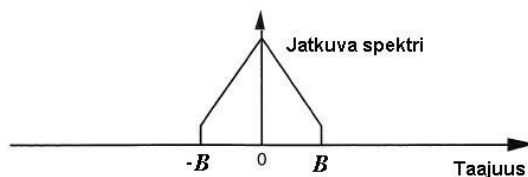


Kuva 28. Jatkuvasta signaalista otetuista näytteistä (ympyrät) ei voi päätellä alkuperäisen signaalin taajuutta, vaan näytepisteiden kautta voidaan piirtää eri taajuisia sinisignaaleita [36, s. 1]

Laskostumista esiintyy yleensä analogisen signaalin digitoinnissa ja vastaava ilmiö esiintyy myös muunnettaessa digitaalinen signaali analogiseksi [36, s. 1]. Laskostuminen on seurausta jatkuvan signaalin diskretoinnista, jonka jälkeen sen taajuusalue muuttuu monikäsitteiseksi. Toisin sanoen siniaallosta otetuista näytteistä ei voi yksikäsitteisesti päätellä sen taajuutta. (Kuva 28.) [24, s. 24.]

Laskostumisilmiö graafisesti taajuustasossa

Analogiasignaalin jatkuva spektri (kuva 29), monistuu näytteenoton seurauksena. Kopioiden keskitaajuus siirtyy taajuusakselilla näytteenottotaajuuden f_s kokonaislukuisina kerrannaisina, muodostaen signaalin näytteistetyn diskreetin spektrin. (Kuva 30.)

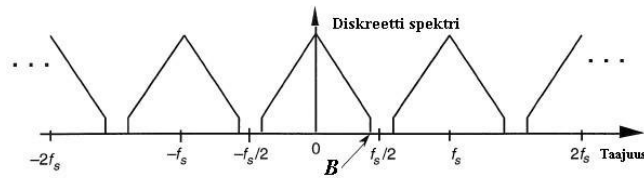


Kuva 29. Analogiasignaalin $x(t)$ jatkuva spektri taajuustasossa [24, s. 30]

Olkoon näytteistetyin analogiasignaalin $x(t)$ Fourier-muunnos (ks. 6) $X(\omega)$, missä ω on sen keskikulmataajuus. Signaalin näytteistetty diskreetti spektri voidaan matemaattisesti kirjoittaa muotoon

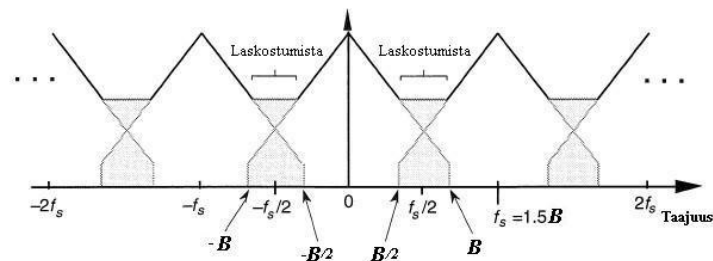
$$X_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} X(\omega - m\omega_s), \quad m \in \mathbb{Z} \setminus \{0\}. \quad (38)$$

missä X_s tarkoittaa näytteistettyä spektriä ja j on imaginaariyksikkö.



Kuva 30. Analogiasignaalin $x(t)$ näytteenoton muodostama diskreetti spektri; signaalin spektrin kopiot siirtyvä taajuusakselilla näytteenottotaajuuden f_s kokonaislukuisina kerrannaisina [24, s. 30]

Mikäli näytteenottoteoreema (37) ei päde, niin alkuperäinen ja kopioitunut spektrit menevät päällekkäin, jolloin tapahtuu laskostumista (kuva 31). Tällöin alkuperäistä signaalia ei enää voida rekonstruoida näytteistetyistä signaalista, sillä laskostumisilmiö hävittää informaatiota. [34, s. 300 - 305; 37, s. 82 - 87.]

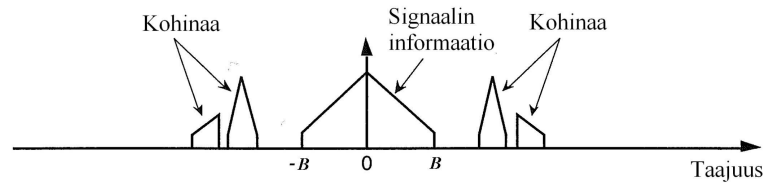


Kuva 31. Laskostumista tapahtuu, mikäli näytteenottoteoreema ei päde, jolloin näytteistetyssä diskreetissä signaalissa diskreetit spektrinviivat menevät päällekkäin ja informaatiota häviää [24, s. 30]

5.3 Alipäästösignaalin näytteenotto

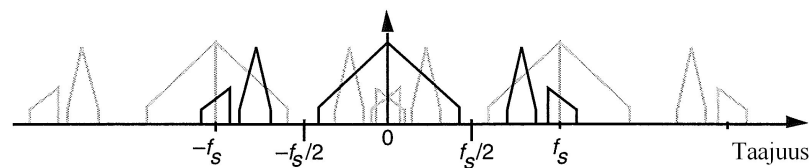
Alipäästösuodattimella voidaan vähentää laskostumisilmiön vaikutusta. Mitauslaitteiston alipäästösuodatin vaimentaa Nyquistin taajuuskaistan ulkopuolisen kohinan voimakkuutta. Näytteistetyssä diskreetissä spektrissä ei siten synny merkittävää virhettä, kun kohina laskostuu signaalin informaation

taajuuskaistalle. Alipäästösuodattimen on sijaittava mittauslaitteiston signaalipolussa ennen A/D-muunninta.



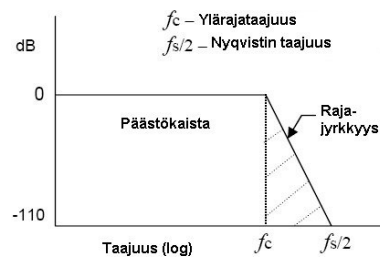
Kuva 32. Signaali, jonka informaation sisältävän taajuuskaistan W ulkopuolella on kohinaa [24, s. 31]

Tarkastellaan signaalia, jonka informaatio on taajuuskaistalla B ja joka sisältää kohinaa sen ulkopuolella (kuva 32). Näytteistettäessä signaalia näytteenottoteoreeman mukaisesti yli $2B$:n taajuudella, taajuuskaistan B kopiot eivät laskostu keskenään.



Kuva 33. Näytteenoton seurauksena Nyqvistin taajuuden ulkopuolinen kohina laskostuu diskreetin spektrin informaation sisältävälle taajuuskaistalle [24, s. 31]

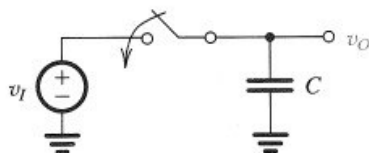
Kohinan sisältämä energia päättyy kuitenkin välille $-f_s/2 - +f_s/2$, laskostuen informaation päälle ja vääristäen sen diskreetin taajuusspektrin (kuva 33). [24, s. 29 - 32.] Näytteistettäessä alipäästösignaalia on alipäästösignaalin ylärajataajuus f_c valittava siten, että se on näytteistettävän signaalin taajuuskaistaa suurempi. Näytteenottotaajuus f_s on valittava siten, että Nyqvistin taajuus osuu alipäästösignaalin estokaistalle (kuva 34), jolloin mahdollinen kohina laskostuu signaalin taajuuskaistalle vaimennettuna. [36, s. 2 - 3.]



Kuva 34. Alipäästösignaalia näytteistettäessä näytteenottotaajuus tulee valita siten, että Nyqvistin taajuus osuu alipäästösuodattimen estokaistalle [36, s. 3]

5.4 Näytteenottolaitteisto

Näytteenottolaitteisto koostuu yksinkertaistetusti näytteenotto- ja pitopiiristä sekä A/D-muuntimesta. Näytteenotto- ja pitopiirillä signaalista otetaan näyte, joka A/D-muuntimella muutetaan helpommin prosessoitavaan digitaaliseen muotoon. Näytteenotto- ja pitopiirin (kuva 35) kytkin sulkeutuu jaksollisesti ohjaussignaalin tahdissa. Kytkimen ollessa suljettuna, *näyte* signaalista varastoituu kondensaattorin C jännitetasoksi.



Kuva 35. Yksinkertaistettu näytteenotto- ja pitopiiri; jännitteen arvo varastoituu kondensaattoriin kytkimen ollessa suljettuna [33, s. 858]

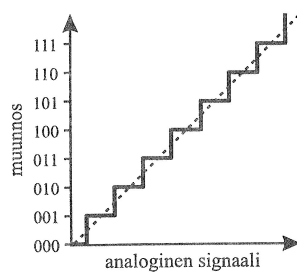
Kondensaattori *pitää* siihen varastoidun näytteen, kun kytkin on auki ja A/D-muunnin muuntaa kondensaattorin jännitetaso digitaalseksi. Piirin ulostuloon kytketään usein vielä puskurivahvistin ennen A/D-muuntimen sisään-tuloa. Näytteenotto- ja pitopiirin tärkeimmät suorituskykyparametrit ovat näytteenottoaika, aukeamisaika ja jännitteen vajoamisnopeus.

Näytteenottoaika riippuu kytkimen kytkeytymisviipeestä, piirin aikavakiosta ja sitä seuraavan operaatiovahvistimen dynaamisista ominaisuuksista, kuten ryömintänopeudesta ja tasaantumisajasta. *Aukeamisaikalla* tarkoitetaan aikaa, joka kytkimellä kestää ennen kuin se siirtyy näytteenotosta pitotilaan. *Jännitteen vajoamisnopeus* tarkoittaa näytteen varastoivan kondensaattorin jännitteen poikkeamaa sekuntia kohden, kun varaus vuotaa ulos kondensaattorista. [34, s. 337 - 338.]

A/D-muuntimessa, näytteenotto- ja pitopiirin jännitetaso muunnetaan N -bittiseksi binääriluvuksi. *Kvantisoinnissa* signaalin jännitealue jaetaan N^2 -osaan, jolloin tietty jännitetaso vastaa tiettyä binäärilukua (kuva 36). Analoginen jännitetaso muutetaan siten binääriluvuksi vastamaan lähintä kvantisoinnin jännitetasoa. Muunnoksen bittimäärään N kasvaessa A/D-muuntimen *resoluutio* paranee ja kvantisointivirhe vähenee. [33, s. 857].

LDV:lle rakennettu näytteenottolaitteisto

Tämän insinööriyön käytännön osuuteen kuului näytteenottolaitteiston rakentaminen LDV:n mittaussignaaleille. Käytännössä näytteenottoa ja A/D-muunnosta varten hankittiin tietokoneen PCI-väylään (Peripheral Component Interconnect) asennettava National Instrumentsin PCI-6132 DAQ-tiedonkeruukortti (Data Acquisition).



Kuva 36. Analogiasignaalin jännitetason kvantisointi binääriluvuiksi A/D-muuntimessa [13, s. 260]

PCI-6132 tukee usean kanavan yhdenaikaista näytteenottoa ja sen maksiminäytteenottotaajuus on 2,5 MHz kanavaa kohden. PCI-6132:n A/D-muuntimen resoluutio, eli muunnoksen bittimäärä, on 14 ja sen absoluuttinen tarkkuus on noin 4,7 mV, kun jännitealue on ± 10 V. [38, s. 2 - 3]. (Ks. liite 6.)

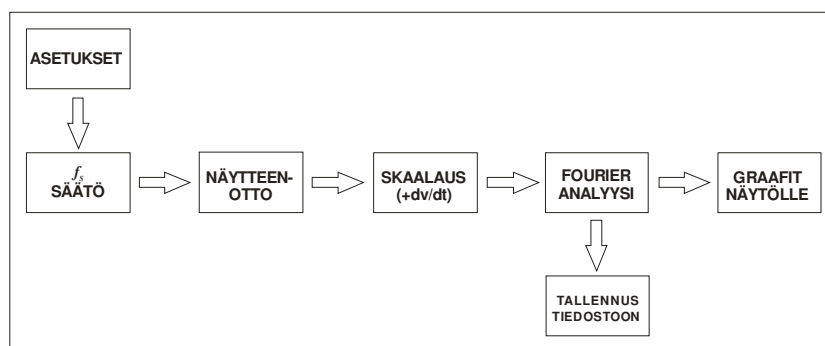
DAQ-kortin toimintaa ohjattiin mittausohjelmistolla, joka ohjelmoitiin tämän insinööriyön yhteydessä. Mittausohjelmisto ohjelmoitiin National Instrumentsin Labview-ohjelmistolla. Mittausohjelmistolla ohjattiin erityisesti DAQ-kortin näytteenottoa ja signaalinkäsittelyä. (Kuva 37.)

Mittausohjelmiston etupaneelissa (liite 7) valitaan LDV:n, näytteenoton, signaalinkäsittelyn ja tulosten tallennuksen asetukset. Asetusten perusteella mittausohjelma asettaa näytteenottotaajuuden f_s siten, että Nyqvistin taajuus asettuu oikein alipäästösuodattimen rajajyrkkäyskäyrälle (kuva 34). Mittausohjelma antaa myös virheen, mikäli alipäästösuodatin aiheuttaa valittua tasoa enemmän amplitudivirhettä valitulla taajuusalueella. (Ks. OFV-5000-ohjaimen ali- ja ylipäästösuodattimen suorituskky, liite 4.)

Näytteenoton jälkeen mittaussignaali skaalataan valitun mittausalueen mukaan ja sille suoritetaan numeerinen derivointi ajan suhteen. Näin LDV:n nopeussignaalista saadaan kiihtyvyyssignaali. Skaalauksen jälkeen

mittaussignaaliin tehdään Fourier-analyysi, josta saadaan sen taajuusspektri. Fourier-analyysi tehdään FFT-algoritmilla, jonka nopeuden optimoinniksi mittausohjelma valitsee automaattisesti näytteiden lukumääräksi aina asetuksesta seuraavan kahden potenssin. (Ks. 6.2.)

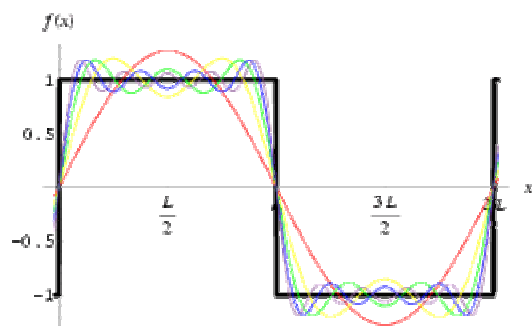
Lopuksi mittausohjelma tallentaa tulokset tekstitiedostona tietokoneen kovalevylle. Tekstimuotoisia tuloksia voidaan helposti käsitellä esimerkiksi Matlab-ohjelmistolla tai tavallisella Excel-taulukkolaskentaohjelmalla, jolla voi nopeasti piirtää kuvaajan esimerkiksi mittauksen taajuusspektristä.



Kuva 37. LDV:n näytteenottoa ohjaavan mittausohjelman lohkokkaavio

6 SPEKTRIANALYYSI

Spektrianalyysin tarkoitus on esittää mitattu signaali tavalla, josta sen rakenne ja vaikutukset ovat paremmin ymmärrettävissä. Ajan funktiona mitattu signaali esitetään taajuustasossa, josta voidaan määrittää mitaussignaalin sisältämät eri taajuuskomponentit. Spektrianalyysi perustuu matemaattisesti mitaussignaaliin tehtävään *Fourier-analyysiin*. [39, s. 11, 19.]



Kuva 38. Kantiaalto ja sen Fourier'n sarjan osasignaalit; punaisen viivan kuvaaman osasignaalin taajuus on myös kantiaallon taajuus eli sen perustaajuus; muut värit kuvaavat harmonisia taajuuskomponentteja [40]

Lähes jokainen jaksollinen signaali voidaan esittää pelkästään jaksollisten sini- ja kosinifunktioiden *lineaarisena kombinaationa*, jota kutsutaan Fourier'n sarjaksi. Fourier'n sarja on ääretön sini- ja kosinifunktioiden joukko, jotka summataan keskenään. Sarjan taajuutta kutsutaan *perustaajuudeksi* ja se sisältää lisäksi äärettömän joukon *harmonisia taajuuksia*, jotka ovat perustaajuuden kokonaislukuisia kerrannaisia. Näin voidaan esittää esimerkiksi teräväreunainen kanttiaalto osasignaaliensa summana. (Kuva 38.) [41, s. 696 - 697, 706 - 708.]

Signaalin Fourier'n sarja

Olkoon $x_T(t)$ jaksollinen jatkuva signaali, jolla on jakso T . Jos signaali $x_T(t)$ toteuttaa *Dirichlet'n lauseen* ehdot, sen Fourier'n sarja voidaan kirjoittaa

$$x_T(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega \cdot t) + b_k \sin(k\omega \cdot t)), \quad (39)$$

missä t on aika, ω on kulmataajuus ja a_0 , a_k sekä b_k ovat Fourier-kertoimia. Vakiotermi a_0 kuvaa myös signaalin keskiarvoa eli DC-tasoa. [42, s. 175 - 176.] *Eulerin kaavan* (26) mukaan sini- ja kosinifunktiot voidaan merkitä myös eksponenttimuodossa. Vastaavasti voidaan Fourier'n sarja kirjoittaa eksponenttimuodossa, jota kutsutaan myös kompleksimuodoksi

$$x_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega t}, \quad (40)$$

missä j on imaginaariyksikkö ja kertoimet c_k ovat kompleksisia Fourier-kertoimia, jotka määritellään

$$c_k = \frac{1}{T} \int x_T(t) e^{-j\frac{2k\pi t}{T}} dt, \quad (41)$$

missä $k \in \mathbb{Z}$. [42, s. 196 - 198.]

Jaksottoman signaalin Fourier-muunnos

Tärinätestauksessa herätesignaali on usein jaksollinen sinisignaali. Kuitenkin myös sokki- ja satunnaissignaaleja käytetään ja jos mittauskohteena ei ole tärinätestauslaitteisto, värähtely voi muuten olla jaksotonta. Jaksoton

signaali voidaan määrittellä myös sini- ja kosinifunktioiden avulla, mutta ei summana vaan integraalina. Olkoon $x(t)$ jaksoton jatkuva signaali, edellyttäen, että signaali täyttää Dirichlet'n lauseen ehdot ja sen itseisarvon integraali on äärellinen, voidaan signaalin Fourier'n integraali kirjoittaa

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (42)$$

missä $X(\omega)$ on $x(t)$:n *Fourier-muunnos*

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (43)$$

joka määrittelee signaalin $x(t)$ jatkuvan spektrin. [41, s. 732.]

6.1 Diskreetti Fourier-muunnos ja signaalin spektri

Todellisissa sovelluksissa Fourier-analysoitava signaali on monesti näytteenoton seurauksena muutettu diskreetiksi signaaliksi ja digitalisoitu. Diskreetin signaalin analysoinnissa käytetään *diskreettiä Fourier-muunnosta* (DFT). DFT on yksi yleisimmistä ja tehokkaimmista digitaalisessa signaalinprosessoinnissa käytetyistä menetelmistä. DFT:n avulla signaalia voidaan analysoida, manipuloida ja syntetisoida analogisia menetelmiä paremmin ja se on käytössä lähes jokaisella tekniikan alalla.

Näytteistetyin diskreetin signaalin $x(n)$ diskreetti Fourier-muunnos DFT koostuu signaalin diskreettien taajuustason komponenttien $X(k)$ summasta

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-2jnk\pi/N}, \quad \{k, n\} = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (44)$$

missä n on aikatazon näytteiden indeksi, k on komponentin indeksi ja N on näytteiden ja komponenttien lukumäärä. DFT määrittelee joukon kompleksisia arvoja, joita kutsutaan signaalin *spektrikomponenteiksi*.

Spektrikomponentit sisältävät tiedon signaalin amplitudista ja vaiheesta tai vastaavasti signaalin reaalisesta ja kompleksisesta osasta. DFT:n (44) yksittäinen komponentti $X(k)$ voidaan esittää myös sen reaalisen $X_{Re}(k)$ ja imaginaarisen $X_{Im}(k)$ osan summana

$$X(k) = X_{\text{Re}}(k) + jX_{\text{Im}}(k), \quad (45)$$

sekä koostuvan amplitudista $X_A(k)$ kulmassa $X_\varphi(k)$

$$X(k) = X_A(k) \angle X_\varphi(k). \quad (46)$$

DFT:n yksittäisen komponentin $X(k)$ amplitudi $X_A(k)$ määritellään sen esittämän kompleksitason vektorin itseisarvona

$$X_A(k) = |X(k)| = \sqrt{X_{\text{Re}}(k)^2 + X_{\text{Im}}(k)^2} \quad (47)$$

ja komponentin vaihekulma $X_\varphi(k)$ määritellään

$$X_\varphi(k) = \tan^{-1} \left(\frac{X_{\text{Im}}(k)}{X_{\text{Re}}(k)} \right). \quad (48)$$

DFT:n yksittäisen komponentin $X(k)$ taajuus määritellään

$$f_{\text{DFT}}(k) = \frac{k f_s}{N}, \quad (49)$$

missä f_s on näytteenottotaajuus (ks. 5.1). Yhtälö määrittelee samalla taajuuskomponenttien välisen eron eli DFT:n *taajuusresoluution*. [24, s. 49 - 53.]

6.1.1 Signaalin tehospektri

Signaalin spektrin hyödyllisin osa on usein sen tehospektri. Tehospektriä laskettaessa menetetään kuitenkin tieto signaalin vaiheesta, jolloin signaalia ei voida enää rekonstruoida [39, s. 25]. Diskreetin signaalin tehospektrin komponentit $P(k)$ määritellään

$$P(k) = \frac{|X(k)|^2}{N}, \quad (50)$$

missä $X(k)$ on DFT:n komponentti (44) [34, s. 772].

Staattista satunnaista signaalia $x_x(t)$ analysoidaan muodostamalla sen *tehospektrin tiheys* eli PSD (Power Spectral Density). Staattisen satunnaisten

signaalin spektri on jatkuva, mutta äärellinen ja tilastollisesti muuttumaton. PSD kertoo signaalin sisältämän tehon per taajuusyksikkö. [39, s. 32.]

PSD määritellään

$$P_x(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int R_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (51)$$

missä ω on kulmataajuus ja R_x on autokorrelaatiofunktio. Autokorrelaatio kuvaa satunnaisen signaalin korrelaatiota itseensä ajan funktiona, kun signaalia näytteistetään ajan hetkellä t ja uudestaan hetkellä $t + \tau$. Autokorrelaatiofunktio R_x määritellään eri ajanhetkien näytteiden keskiarvoisena tulona

$$R_x(\tau) = E[x(t)x(t+\tau)], \quad (52)$$

missä E kuvaa näytteiden keskiarvoista tuloa. [43, s. 25 - 26, 41 - 42.]

Käytännössä tehospektrin tiheyttä voidaan estimoida signaalin DFT:n komponentin tehona per taajuusyksikkö. Diskreetti tehospektritiheyden joukko $P_x(k)$ määritellään

$$P_x(k) = \frac{|X(k)|^2}{N \cdot f_s}, \quad (53)$$

missä $X(k)$ on DFT:n komponentti (44) ja f_s on signaalin näytteenottotaajuus (ks. 5.1). Estimaattia kutsutaan myös *periodogrammiksi*. [44, s. 114 - 115.]

6.1.2 Diskreetin Fourier-muunnoksen ominaisuuksia ja virhelähteitä

Diskreetillä Fourier-muunnoksella on joukko ominaisuuksia, jotka on hyvä ymmärtää, kun analysoidaan näytteistettyä signaalia. DFT:llä muodostettu signaalin taajuusspektri ei välttämättä edusta tarkasti todellista signaalia ennen näytteenottoa. *Spektriviivojen ylikuuluminen*, johon vaikuttaa käytetty *ikkunafunktio* ja DFT:n *amplitudivaste*, voi aiheuttaa virhettä taajuusspektriin.

Signaalin taajuusspektriä analysoitaessa on ensimmäiseksi huomioitava DFT:n *symmetrisyys*. Kun DFT:lle syötetty lukujoukko on reaalinen, kuten jatkuvan signaalin diskreetti näytteistetty signaali $x(n)$, ja siinä on N kappaletta alkioita, sen spektrikomponentit $X(N/2-1)$ eivät sisällä mitään uutta

informaatiota. Toisin sanoen kaikki DFT:n tuottama informaatio on spektrikomponenttien ensimmäisessä puoliskossa.

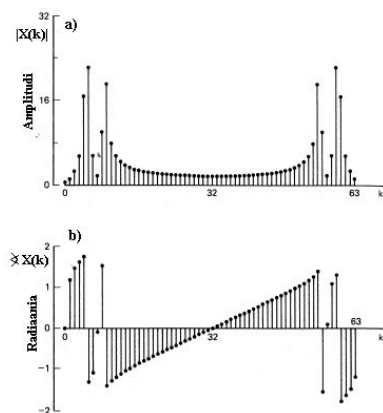
DFT on siis symmetrinen spektrikomponentin $X(N/2)$ suhteen. Amplitudikomponentit ovat parillisesti symmetrisiä (kuva 39, (a)) ja vaihekomponentit parittomasti symmetrisiä (kuva 39, (b)), joka voidaan kirjoittaa

$$X(k) = |X(k)| \angle X_\varphi(k) = |X(N-k)| \angle -X_\varphi(N-k), \quad (54)$$

missä $X(k)$ on DFT:n yksittäinen komponentti (44) ja $X_\varphi(k)$ on sen vaihekulma (48). Spektrikomponentit $X(N/2) - X(N)$ esittävät matemaattisesti signaalin negatiivisia taajuuskomponentteja. (Ks. 3.) [24, s. 63 - 65.]

Spektriviivojen ylikuuluminen

DFT:n taajuusresoluutio on äärellinen ja sen ulostulon spektrikomponentit sijaitsevat tasavälein tietyillä diskreeteillä taajuuksilla (49), jolloin DFT:n ulostulona saadaan *viivaspektri*. Äärellinen taajuusresoluutio tarkoittaa myös, että jatkuvan näytteistetyyn signaaliin kaikki taajuusinformaatio sijaitsee DFT:n taajuuskomponenteilla. Mikäli signaalin todellinen spektrikomponentti ei osu tarkalleen DFT:n viivaspektrin taajuuksille, sen sisältämä energia *vuotaa* tai *ylikuuluu* DFT:n kaikille muille spektriviivoille.



Kuva 39. 64-alkioisen DFT:n amplitudikomponentit (a) ja vaihekomponentit (b); DFT on symmetrinen sen mediaanialkion suhteen, tässä 32. alkio; amplitudikomponentit ovat parillisesti symmetrisiä ja vaihekomponentit parittomasti symmetrisiä [37, s. 706]

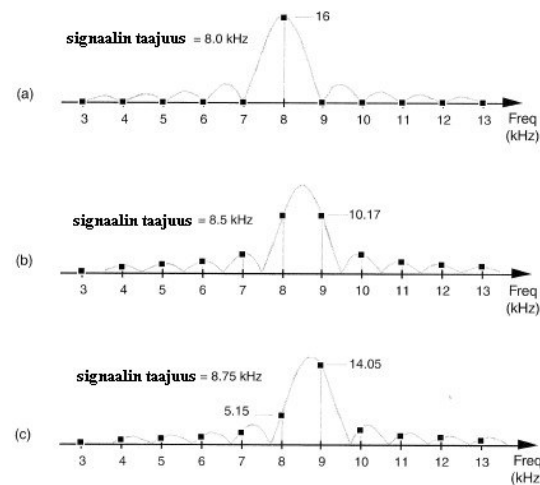
Ylikuuluminen ja sen voimakkuus johtuvat myös DFT:n äärellisestä alkioden lukumäärästä N ja sen amplitudivasteesta. Reaalinen näytteistetty signaali

sisältää harvoin kokonaislukuista määrää värähtelyjaksoja N -kappaleessa näytteitä. DFT kuitenkin olettaa, että sille syötetty lukujoukko sisältää kokonaislukuisen määrän jaksoja. Jos jaksoja ei ole kokonaislukuista määrää, signaalin spektrikomponentti ei osu DFT:n amplitudivastekäyrän keskelle ja ylikuulumista tapahtuu.

DFT:n yhtälöstä (44), amplitudivaste voidaan approksimoida *sinc-funktion verhoikäyrällä*. Esimerkiksi reaalisen näytteistetyyn kosinisisignaalin amplitudivaste voidaan kirjoittaa

$$X(k) \approx \frac{N}{2} \cdot \frac{\sin[\pi \cdot (m - k)]}{\pi \cdot (m - k)}, \quad (55)$$

missä m on signaalin jaksosten lukumäärä näytemäärässä N ja k on DFT:n komponentin indeksi.



Kuva 40. DFT:n kahdeksas komponentti osuu keskelle sen amplitudivasteen verhoikäyrän (harmaa viiva) pääkeilaa ja muut komponentit (neliöt) sen sivukeilojen nollapisteesiin, kun signaalin taajuus on 8 kHz ja siitä otetaan 32 näytettä taajuudella 32 kHz (a); signaalin energia ylikuuluu muille taajuuskomponenteille, (b) ja (c), kun signaali ei sisällä näytemäärässään kokonaislukuista määrää värähtelyjaksoja ja kaikki muutkin komponentit saavat amplitudivasteen määräämän nollasta poikkeavan arvon [24, s. 76]

Esimerkiksi reaalin kosinisisignaali, jonka taajuus on 8 kHz, näytteistetään taajuudella 32 kHz. Jos näytteistetylle signaalille suoritetaan 32 komponentin DFT, sen spektriviivojen väliseksi taajuudeksi (49) saadaan

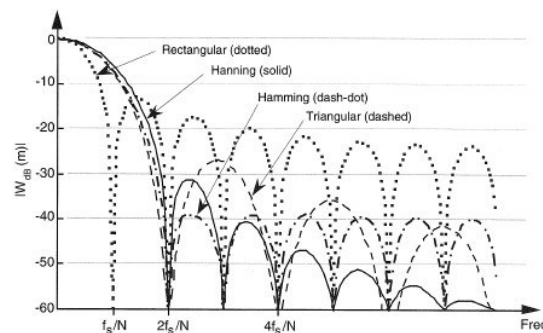
$$\frac{f_s}{N} = \frac{32 \text{ kHz}}{32} = 1,0 \text{ kHz}. \quad (56)$$

Koska näytteistetty signaali sisältää kokonaislukuisen määrän, eli 8 kpl värähtelyjaksoja 32 kappaleessa näytteitä, DFT:n amplitudivasteen verhoikäyrän *pääkeila* osuu keskelle DFT:n kahdeksatta komponenttia (kuva 40, (a)). DFT:n kahdeksas komponentti saa tällöin arvon 16. Muilla komponenteilla sini-funktio saa arvokseen π -kerrannaisen, jolloin komponentin (55) arvo on nolla.

Jos näytteistetyyn kosinisisignaalin taajuus on 8,5 kHz, DFT:n amplitudivasteen pääkeila ei osu keskelle sen kahdeksatta komponenttia, jonka seurauksena sen viereinen komponentti ja kaikki muutkin komponentit saavat myös nollasta poikkeavan arvon (kuva 40, (b)). Vastaavasti myös taajuudella 8,75 kHz (kuva 40, (c)) tai muilla taajuuksilla, joilla signaali ei sisällä näyttemäärässä kokonaislukuista määrä värähtelyjaksoja, signaalin energia ylikuuluu kaikille diskreeteille taajuuskomponenteille. Ylikuulumisen vaikutuksia voidaan pienentää kertomalla signaalin näytejoukko sopivalla ikkunafunktiolla. [24, s. 71 - 76.]

Ikkunafunktiot

Ikkunafunktiolla spektriviivojen ylikuulumisen vaikutuksia voidaan vähentää. Ikkunafunktiolla voidaan pienentää DFT:n amplitudivasteen *sivukeilojen* tasoa (kuva 41), mutta samalla DFT:n taajuusresoluutio kasvaa. Vaikka erityistä ikkunafunktiota ei olisi käytetty, kun suoritetaan äärellinen N -alkioinen DFT, näytteistetty signaali $x(n)$ oikeastaan kerrotaan suorakulmaisella ikkunafunktiolla (*rectangular window*).

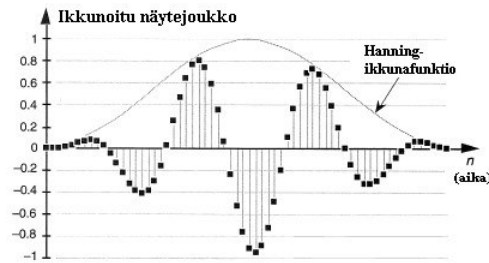


Kuva 41. Joidenkin ikkunafunktioiden amplitudivasteita; pääkeilan leveys kasvaa kaikilla ikkunafunktiolla lähes kaksinkertaiseksi suorakulmaiseen ikkunafunktioon verrattuna, joka vaikuttaa suoraan DFT:n taajuusresoluutioon; ylikuulumisen vaikutuksia vähentää ikkunafunktioiden pienempi sivukeilojen taso ja tason laskunopeus suorakulmaiseen ikkunafunktioon verrattuna [24, s. 84]

Kun DFT:n yhtälö (44) kerrotaan ikkunafunktiolla $w(n)$ se saa muodon

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \cdot x(n) e^{-2jnk\pi/N}, \quad \{k, n\} = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (57)$$

Ikkunafunktio toimii siten, että se madaltaa näytteistetyyn signaalin amplitudia näytejoukon alku- ja loppupäästä (kuva 42). Tällöin näytejoukon epäjatkuvuus kaventuu sen alku- ja loppupäässä, jolloin DFT:n ulostulossa korkeiden taajuuskomponenttien suhteellinen määrä myös vähenee.



Kuva 42. Signaalin näytejoukko aikatasossa näytteiden funktiona, kun se on kerrottu Hanning-ikkunafunktiolla; ikkunafunktio madaltaa näytejoukon amplitudia sen alku- ja loppupäästä, kaventaen niiden epäjatkuvuutta; ikkunafunktiolla voidaan pienentää DFT:n amplitudivasteen sivukeiloja ja siten vähentää ylikuulumisen vaikutusta [24, s. 85]

Ikkunafunktioiden sivuvaikutuksena DFT:n amplitudivasteen pääkeilan leveys kasvaa verrattuna suorakulmaiseen ikkunafunktiioon (kuva 42). Pääkeilan leveys vaikuttaa suoraan DFT:n taajuusresoluutioon (49). Taajuusresoluutio kasvaa eli huonontuu lähes kaksinkertaiseksi, kun käytetään muuta kuin suorakulmaista ikkunafunktiota.

Taulukko 1. Joidenkin ikkunafunktioiden ominaisuuksia [5: 14, s. 16]

Ikkunafunktio	Korkein sivukeila [dB]	Sivukeilojen laskunopeus [dB/dekadi]	Amplitudivirhe (max) [dB]
Suorakulmainen	-13,4	-20	3,9
Hanning	-32	-60	1,4
Hamming	-43	-20	1,8
Keiser-Bessel	-69	-20	1,0
Flatop	-93	0	<0,1

Hanning-ikkunafunktio on yleisesti hyvä, sillä sen sivukeilojen taso pienenee nopeasti taajuuden kasvaessa, jolloin ylikuulumisen vaikutukset ovat vähäiset jo muutaman taajuuskomponentin päässä pääkeilasta. Flatop-ikkunafunktio on hyödyllinen silloin, kun halutaan tarkasti tietää

taajuuskomponenttien taso, sillä sen aiheuttama amplitudivirhe on alle 0,1 dB. (Taulukko 1.) [24, s. 80 - 87.]

6.2 Tietokoneavusteinen Fourier-analyysi

Diskreetin Fourier-muunnoksen komponenttien laskeminen edellyttää valtaavan määrän laskutoimituksia, kun DFT:n komponenttien lukumäärä kasvaa satoihin tai tuhansiin. Laskutoimitusten tehostamiseksi J.W. Cooley ja John Tukey esittelivät vuonna 1965 Fast Fourier Transform -algoritmin (FFT), jolla voidaan laskea DFT:n komponentit. FFT:llä on samat ominaisuudet kuin DFT:llä. (Ks. 6.1.2.)

FFT-algoritmi perustuu DFT:n redundanttien laskutoimitusten eliminointiin, jolloin tarvittavien laskutoimitusten määrä laskee merkittävästi. N -komponenttisen DFT:n laskeminen vaatii N^2 laskutoimitusta, koska jokaisen komponentin laskeminen edellyttää N kpl laskutoimituksia. FFT-algoritmista on monia eri versioita, mutta suosituin on Radix-2 FFT -algoritmi, jonka tehokkuus nimensä mukaan perustuu siihen, että signaalin näytemäärä vastaa jotain kahden potenssia.

Radix-2 FFT-algoritmillä DFT:n laskutoimitusten määrä on arvioilta

$$\frac{N}{2} \cdot \log_2 N. \quad (58)$$

Esimerkiksi, kun suoritetaan DFT näytejoukolle, jossa on 8192 näytettä, DFT:n vaatima laskutoimitusten määrä on yli tuhatkertainen FFT:n laskutoimitusten määrään. Mikäli näytejoukon näytteiden lukumäärää ei voida kontrolloida, kun käytetään Radix-2 FFT-algoritmia, näytejoukon loppuun lisätään nollia. Näin näytejoukko sisältää lopulta seuraavan kahden potenssin verran näytteitä ja algoritmista saavutetaan paras tehokkuus ja resoluutio. Tätä menetelmää kutsutaan nimellä *zero padding*. [24, s. 129 - 131.]

Tässä insinöörityössä mittaussignaalin FFT ja PSD laskettiin mittausten yhteydessä Labview-ohjelmistossa valmiina olemassa olevilla funktioilla ja ne suoritettiin näytteenottoa ohjaavassa mittausohjelmassa (ks. 5.4).

7 MITTAUSKOhteET

Tämän insinööritoiminnan lopullisena tavoitteena oli arvioida LDV:n kyvykkyyttä mitata tärinää ja tuottaa informaatiota, jota perinteisillä pietsosähköisillä kiihtyvyyssantureilla ei välttämättä voisi tuottaa. Ensimmäisenä mittaushaasteena oli kulmakiihtyvyyttärytintä, jonka epäiltiin, siltä saatujen testitulosten perusteella, olevan kyvyttöön tuottamaan haluttua sinimuotoista kulmakiihtyvyyttä. Tehtävänä oli tutkia testilaitteiston mekaanista liikettä ja selvittää mahdollinen häiriölähte.

Toisena mittaushaasteena oli elementtikiekkosaha, jolla anturielementit erotetaan toisistaan anturivalmistusprosessin lopuksi. Tehtävänä oli tutkia elementtikiekkosahan terän tärinää ja selvittää värähtelee se anturielementtien resonanssitaajuudella, joka voisi vahingoittaa antureita.

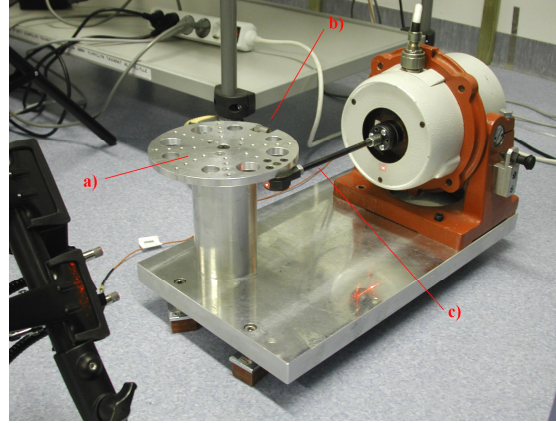
7.1 Kulmakiihtyvyyttärytintä

Kulmakiihtyvyyttärytintä tuottaa kiertoliikettä, jonka testikappale näkee kulmakiihtyvyytenä. VTI:llä kulmakiihtyvyyttärytintä käytetään suorituskykytesteissä. Testikappaleilta oli saatu siniprofiilin taajuuspyyhkäisytestissä tuloksia, jotka eivät olleet odotusten mukaisia. Epäiltiin, että testiprofiilissa olisi syntynyt ei-toivottuja harmonisia taajuuksia. Päätettiin, että laitteiston mekaanista ulostuloa mitattaisiin LDV:llä.

Rakenne ja toimintaperiaate

VTI:n kulmakiihtyvyyttärytintä koostuu LDS V406 -lineaaritäryttimestä ja sen tärinäpöytään kiinnitetyistä moniosaisesta testialustasta (kuva 43). Testalaitteistoon kuuluu lisäksi LDS PA 100E -vahvistin ja LDS DSC 4 -ohjain. V406-täryttimen staattinen magneettikenttä tuotetaan kestopäällellä. Edellä mainituilla vahvistimella ja ohjaimella täryttimen taajuusalue on 5 - 9000 Hz ja siniprofiilissa se tuottaa maksimissaan voimaa 98 N ja kiihtyvyyttä 100 g.

Testialustan tehtävä on muuttaa tärinäpöydän suoraviivainen liike ympyräliikkeeksi. Täryttimen tärinäpöytään on kiinnitetty metallinen ontto tanko, joka siirtää täryttimen tuottaman voiman pyörimislevyyn. Tämä *voimansiirtotanko* on kiinnitetty ruuveilla tärinäpöytään ja laakerin välityksellä pyörimislevyyn.



Kuva 43. Kulmakiihtyvyyttäytin ja testialustan pyörimislevy (a), jonka kehällä kiihtyvyyssanturi (b) ja voimansiirtotanko (c); kuvassa vasemmalla näkyvät LDV:n kuitumittauspää

Pyörimislevy on kiinnitetty horisontaalisesti laakerin välityksellä vertikaaliin tukeen, joka on jäykästi kiinni täryttimessä alustalevyn välityksellä. Pyörimislevyn kehälle kiinnitetään vielä jäykästi alusta, johon testattava tuote varsinaisesti kiinnitetään.

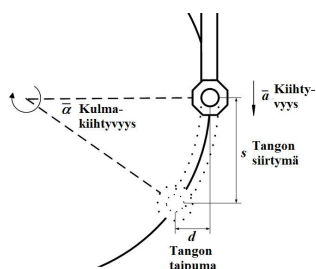
Takaisinkytkentänä ohjaimelle käytettiin Kistler 8702B50M1 - kiihtyvyyssanturia, joka on pietsosähköinen *shear*-tyypin kiihtyvyyssanturi. Sen herkkyys oli 100.5 mV/g, resonanssitaajuus 54 kHz ja kiihtyvyyssalue ± 50 g. M-tyypin kiihtyvyyssanturit ovat pohjastaan sähköisesti eristetty muusta anturista. Kiihtyvyyssanturi kiinnitettiin ruuvilla pyörimislevyn ulkokehälle, sen herkkyysakseli kohtisuorasti pyörimisliikkeen akselia vastaan. Koko systeemi lepää alustalevyn kiinnitettyjen kumitassujen päällä.

Kulmakiihtyvyyttäytin toiminta perustuu voimansiirtotangon taipuisuuteen. Täryttimen suoraviivainen liike pakottaa voimansiirtotangon pyörimislevyn kiinnitetyn pään pyörimisliikkeeseen seuraamaan pyörimislevyn kehää (kuva 44). Mikäli voimansiirtotanko olisi ideaalisen jäykkä, voimansiirtotangon toinen pää ei voisi seurata pyörimislevyn ympyräliikettä ja koko systeemi jumiutuisi paikalleen. [45.]

Tangon tangentiaalinen kiihtyvyys a_T , muuttuu pyörimislevyllä kulmakiihtyvyydeksi

$$\alpha = \frac{a_T}{r}, \quad (59)$$

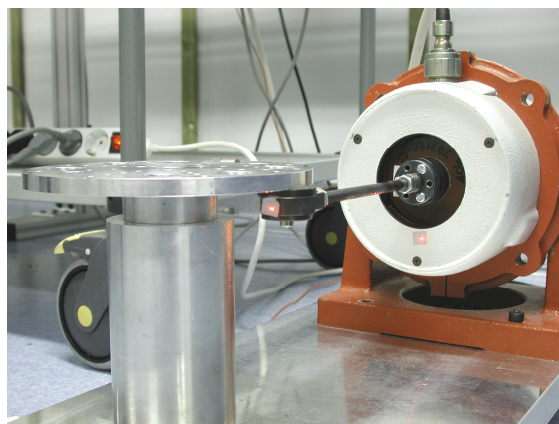
missä r on pyörimislevyn säde. Täryttimen muodostaman tangentiaalisen kiihtyvyyden ja pyörimislevyn säteen pysyessä vakiona, kappaleen kokema kulmakiihtyvyys ei ole riippuvainen sen etäisyydestä pyörimislevyn keskipisteestä. [8, s. 329.]



Kuva 44. Kaavakuva voimansiirtotangon taipumisesta pyörimislevyn kehällä liioitellusti; voimansiirtotangon tangentiaalinen kiihtyvyys pyörimislevyn kehällä johtaa vakioiseen kulmakiihtyvyyteen jokaisessa kehän sisäpuolisessa pisteessä

Mittausjärjestely

VTI:n LDV ei kykene mittaamaan pyörimisliikettä, joten mittauspisteeksi valittiin voimansiirtotangon pyörimislevyn puoleinen pää, josta saatiin mitattua tangon tangentiaalinen kiihtyvyysskomponentti. Voimansiirtotangon päästä mitattu sinimuotoinen lineaarinen kiihtyvyys johtaa sinimuotoiseen kulmakiihtyvyyteen pyörimislevyn kehällä (59). Edellyttäen, että liike välittyy voimansiirtotangosta eteenpäin lineaarisesti testattavalle kappaleelle.



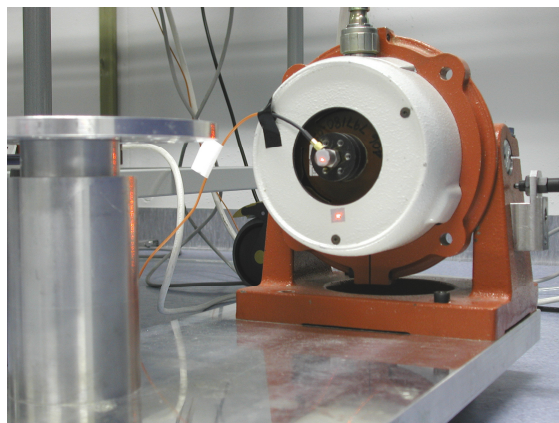
Kuva 45. Mittauspiste ja referenssipiste differentiaalimittauksessa voimansiirtotangon pään ja täryttimen rungon välillä; pisteet näkyvät kuvassa punaisina täplinä

Voimansiirtotangon kokonaispituus oli n. 31 cm ja se oli vain kolmella ruuvilla kiinnitetty (kuva 45). Testialustan rakenteen suunnittelusääntöjen (ks. 4)

perusteella voimansiirtotanko vaikutti kaikkein ilmeisimmältä testialustan epälineaarisen käyttäytymisen ja harmonisten taajuuksien lähteeltä.

Mittaus suoritettiin differentiaalisena mittauksena voimansiirtotangon pää ja täryttimen rungon välillä (kuva 45). Tällöin koko systeemin mahdollinen matalataajuinen liike mittaussuunnassa ei moduloidu varsinaisen mittaus-signaalin päälle. Mittauspisteiden kohdalle asetettiin erityistä heijastavaa filmiä, jolla maksimoitiin takaisinheijastuneen valon intensiteetti ja mittaussignaalin taso.

Kulmakiikhtyvyyttäryttimen mekaaninen liike mitattiin myös *ilman testialustaa* (kuva 46). Mittauksella varmistettaisiin, ettei tärytin ole vaurioitunut ja syy harmonisten taajuuksien syntymiseen. Kiihtyvyyssanturi kiinnitettiin tärinäpöytään kaksipuolisella polyamidista valmistetulla Kapton-teipillä. Teippikiinnityksen mahdollistama taajuusalue (ks. 4.1) ja pito olivat riittävät valituille mittauspisteille. Mittaus suoritettiin differentiaalimittauksena kiihtyvyyssanturin pää ja täryttimen rungon välillä.



Kuva 46. Mittauspiste ja referenssipiste differentiaalimittauksessa ilman testialustaa kiihtyvyyssanturin pää ja täryttimen rungon välillä; pisteet näkyvät kuvassa punaisina täplinä

Kulmakiikhtyvyyttäryttimen *taajuus-kiihtyvyysspareiksi* valittiin alkuperäisen taajuuspyyhkäisytestin ääriarvot ja yksi taajuuspiste ääriarvojen väliltä (taulukko 2). Mittaus suoritettiin staattisilla taajuuksilla. Taajuuspyyhkäisyä ei mitattu, koska häiriölähteen oletettiin olevan voimansiirtotangon epälineaarinen käyttäytyminen ja taajuuspyyhkäisy mittausta toisi lisäarvona vain tietoa ohjaimen säädön kyvykkyydestä. (Ks. 4.)

Taulukko 2. Kulmakiihtyvyyttäryttimen taajuus-kiihtyvyyssparit; mittauspiste (1) tarkoittaa voimansiirtotangon päätä ja (2) kiihtyvyyssanturin päätä

Taajuus [Hz]	Kiihtyvyyden amplitudi [g]	Mittauspiste
20	1 ja 3	1 ja 2
500	1 ja 3	1 ja 2
1500	1 ja 3	1 ja 2

Täryttimen ohjaus suoritettiin avoimena silmukkana eli kiihtyvyyssanturin signaalia ei käytetty aktiivisesti säätämään ohjauksen tasoa, vaan sitä käytettiin ainoastaan monitoroimaan signaalia. Kiihtyvyytaso säädettiin ohjaimella manuaalisesti vastaamaan suunnilleen tavoitearvoa.

OFV-5000-ohjaimen ja näyttteenoton asetukset

Mittauksessa päätettiin käyttää nopeusdekooderia mittaussignaalin informaation palauttamiseen, sen suuremman dynaamisen alueen perusteella. Ensimmäisessä mittauspisteparissa, kun kiihtyvyyden amplitudi on 3 g ja taajuus 20 Hz, tärinäpöydän siirtymäksi saadaan (18)

$$s_{13g} = \frac{3 \cdot 9,80665 \frac{m}{s^2}}{2\pi^2 \cdot (20 \frac{1}{s})^2} \approx 3700 \mu m \quad (60)$$

ja nopeudeksi (17)

$$v_{13g} = \frac{3 \cdot 9,80665 \frac{m}{s^2}}{2\pi \cdot 20 \frac{1}{s}} \approx 0,23 \text{ m/s.} \quad (61)$$

Tärinäpöydän siirtymän ja nopeuden perusteella valittiin dekooderien mitta-alueet (ks. liite 3: taulukko 1, taulukko 2), jolloin dynaamiseksi alueeksi (19) saadaan siirtymädekooderille

$$Y_{Ds} = 20 \cdot \log\left(\frac{5120 \mu m}{320 nm}\right) \approx 84 \text{ dB} \quad (62)$$

ja nopeusdekooderille

$$Y_{Ds} = 20 \cdot \log\left(\frac{0,25 \frac{m}{s}}{0,5 \frac{\mu m}{\sqrt{s}} \cdot \sqrt{20 \frac{1}{s}}}\right) \approx 100 \text{ dB.} \quad (63)$$

Seurantasuodatin ohitettiin mittauksissa, koska signaalitaso saatiin erinomaiseksi mittauspisteisiin asennetuilla heijastavilla teipeillä. Alipäästösuodattimen arvoksi valittiin 5 kHz ja näytteenottotaajuus valittiin siten, että alipäästösuodattimen amplitudivirhe oli alle 5 % Nyqvistin taajuudella (ks. 5.3, liite 4: kuva 2). Mittaustuloksista tallennettiin kymmenen mittauksen keskiarvo ja FFT:n ikkunoinnissa käytettiin Hanning-ikkunafunktiota.

7.2 Elementtikiekkosaha

Elementtikiekkosahalla erotetaan piikiekolla olevat anturielementit toisistaan. Anturielementit kootaan kiekkotasolla yhdistämällä kolme eri kiekkokerrosta. Elementtikiekko asetetaan sahan alustalle, jota liikutetaan sahan alla. Sahan kohdistaminen on tarkkaa, sillä kustannusten säästämiseksi anturielementit ovat kiekolla mahdollisimman lähellä toisiaan.

Mittauksen tarkoituksena oli tutkia sahanterän tärinää. Tarkoituksena oli selvittää värähtelee否 sahanterä anturielementin ominaistajuudella, joka voisi mahdollisesti vahingoittaa anturia. Rikkoutuneet anturielementit aiheuttavat saantohävikkiä ja lisäävät lopullisen tuotteen tuotantokustannusta.

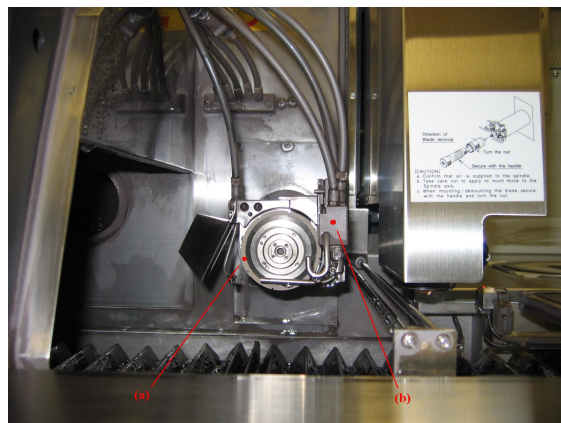


Kuva 47. Yleiskuva mittauksissa käytetystä elementtikiekkosahasta, Disco Corporation:in mallia DAD641

Mittausjärjestely

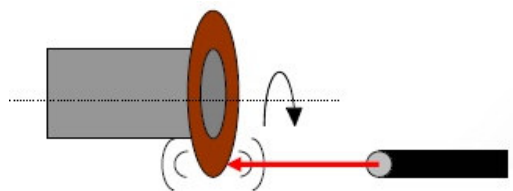
Tutkittava elementtikiekkosaha oli Disco Corporation:in valmistamaa automaattisaha, joka oli mallia DAD641 (kuva 47). Mittauksissa käytetty sahanterä kuului saman valmistajan B1A-sarjaan, jossa hioma-aineena on synteettinen timantti ja sideaineena käytetään sintrattua metallijauhetta [46, s. 1 - 2].

Mittauspisteeksi valittiin sahanterän näkyvä osa (kuva 48, (a)) ja referenssipisteeksi sahan tukivarsi (kuva 48, (b)), joka oli kiinteästi yhteydessä laitteiston runkoon. Mittaus suoritettiin differentiaalisena mittauksena mittauspisteiden väliltä. Mittausjärjestelyssä mitattiin siis sahanterän pyörimisakselin suuntaista tärinää suhteessa laitteiston tärinään. (Kuva 49.)



Kuva 48. Mittauspisteet elementtikiekkosahassa; mittaussäde kohdistettiin sahanterän näkyvään osaan (a) ja referenssisäde laitteiston runkoon kiinteästi yhteydessä olevaan sahan tukivarteen (b)

Mittausten taajuuskaistaksi valittiin 100 kHz, koska haluttiin tutkia värähtelyn tasoa korkeilla taajuuksilla, jotka mahdollisesti osuisivat anturielementin resonanssitaajuudelle, joka on noin 30 kHz. Sahanterän pyörintänopeus oli 27 000 kierrosta/minuutti eli se pyöri taajuudella 450 Hz. Sahanterän tärinää mitattiin sen pyöriessä vapaasti ja sen sahatessa elementtikiekkoa.



Kuva 49. Kaavakuva elementtikiekkosahan sahanterän tärinän mittauksesta; mittauksessa mitattiin sahanterän pyörimisakselin suuntaista tärinää

Mittaustuloksista tallennettiin kymmenen mittauksen keskiarvo ja FFT:n ikkunoinnissa käytettiin Hanning-ikkunafunktiota. Alipäästösuodattimen aiheuttaman amplitudivirheen tasoksi säädettiin alle 5 %. Mittaussignaali oli erittäin kohinainen, eikä seurantasuodattimen käyttö parantanut sen signaalikohinasuhdetta. Sahanterään ei voitu kiinnittää heijastavaa teippiä

mittaussignaalin tasoa parantamaan. Mittaussignaalin informaation palauttamiseksi käytettiin nopeusdekooderia VD-02.

Elementtikiekkosahan suojakupu täytyi avata mittauksia varten, jotta LDV:n mittaussäde voitiin kohdistaa esteettä sahanterään. Sahattaessa sahanterän ja elementtikiekon väliin suihkutetaan vettä voitelemaan sahausta ja puhdistamaan sahausroskaa. Suihkutettu vesi roiskui myös kuitumittauspäihin, joten mittaukset keskeytettiin nopeasti, koska kuitumittauspäät ovat herkkiä kosteudelle.

8 TULOKSET JA JOHTOPÄÄTÖKSET

Mittaustulokset mittauskohteista osoittivat LDV:n ja sille rakennetun näytteenottolaitteiston ja mittausohjelmiston olevan kyvykäs tutkivaan tärinämittaukseen ja tuottamaan uutta informaatiota. Optisen mittauksen haasteena on kuitenkin saavuttaa tarpeeksi voimakas kohteesta takaisinheijastuneen mittaussignaalin intensiteetti.

LDV:llä saadut mittauks tulokset osoittivat kulmakihtyvyystäryttimen mekaanisen liikkeen säröytyvän voimansiirtotangon kohdalla ja sisältävän harmonisia taajuuskomponentteja. Laitteiston tärytin havaittiin kuitenkin toimivaksi, sillä vertailumittausten amplitudispektri oli suhteellisen puhdasta sinisignaalia.

Mittaustulokset elementtikiekkosahasta osoittivat, ettei sahanterän pyörimisakselin suuntainen tehotiheysspektri sisällä erityisen voimakkaita komponentteja anturielementin ominaistajuudella. Mittaussignaalin taso oli kuitenkin erittäin heikko, joten mittauks tuloksiin tuli suhtautua epäillen. Pyörivä mittauskohde saattoi myös aiheuttaa mittaussignaaliin kohinaa, joka oli voimakkaampaa kuin tutkimuksen kohteena ollut sahanterän poikittainen, mahdollisesti vaimea, värähtely.

8.1 Mittauks tulokset kulmakihtyvyystäryttimestä

Kulmakihtyvyystäryttimen mittauks tuloksista (liite 1) nähtiin, ettei sen mekaaninen liike, testialustan voimansiirtotangon päästä mitattuna, ollut missään mittauksessa riittävän puhdasta sinisignaalia. Verrattuna mittauks tuloksiin suoraan täryttimen tärinäpöydästä, voimansiirtotangon pään liikkeen amplitudispektri sisälsi kaikilla taajuus-kihtyvyyspareilla merkittävästi voimakkaampia harmonisia taajuuskomponentteja.

Voimansiirtotangon amplitudispektri sisälsi harmonisia taajuuskomponentteja, joiden amplituditaso oli jopa yhtä suuri kuin ominaistaajuuden, kun kulmakiihtyvyyttäryttimen taajuus oli 20 Hz ja 500 Hz (liite 1: kuva 2, kuva 4). Täryttimen muodostaman liikkeen särötyminen voimansiirtotangon päässä voitiin havaita suoraan myös aikatazon kiihtyvyysskuvaajista (liite 1: kuva 1, kuva 3). Vertailumittauksissa, suoraan tärinäpöydästä, amplitudispektrin harmoniset taajuuskomponentit olivat vaimentuneet ominaistaajuuden komponenttiin verrattuna 20 dB taajuudella 20 Hz, ja 60 dB taajuudella 500 Hz. Tärinäpöydästä mitattu signaali oli siis suhteellisen puhdasta sinisignaalia.

Taajuudella 1500 Hz voimansiirtotangon taajuusspektri vastasi paremmin sinisignaalin spektriä. Harmoniset komponentit olivat vaimentuneet vähintään 20 dB. Tärinäpöydästä mitattuna harmoniset komponentit olivat vaimentuneet vähintään 40 dB. (Liite 1: kuva 5, kuva 6.)

Vain tulokset mittauksista kiihtyvyyssamplitudilla 3 g on esitetty, sillä tulokset kiihtyvyyssamplitudilla 1 g olivat vastaavia. Mittaustulosten aikatazon kuvaajat esittävät signaalin kiihtyvyydestä. Tulosten amplitudispektri on esitetty desibeleinä, sillä taajuuskomponenttien absoluuttisesta arvosta ei oltu kiinnostuneita, vaan niiden välisestä suhteesta.

Johtopäätökset

Mittaustulosten johtopäätös oli, että täryttimen tärinäpöytään kiinnitettävä testialusta heikentää ratkaisevasti kulmakiihtyvyyttäryttimen mekaanista liikettä, synnyttäen siihen voimakkaita harmonisia taajuuskomponentteja. Vertailumittaukset suoraan kulmakiihtyvyyttäryttimen tärinäpöydästä osoittivat, ettei itse kulmakiihtyvyyttäryttiin ollut vikaantunut. Koska täryttimen mekaaninen liike säröytyy jo voimansiirtotangon kohdalla, on se myös vähintään yhtä säröytynyttä pyörimislevyllä, johon testattava kappale kiinnitetään. Testialustan rakenne on siis todennäköisesti aiheuttanut alkuperäisten mittausten häiriölliset tulokset.

Häiriölähteiden pohdintaa

Mekaanisen liikkeen säröytymiselle ja harmonisten taajuuksien syntymiselle voi olla useita eri syitä. Merkittävimmät rakenteelliset syyt ovat todennäköisesti voimansiirtotangon puutteellisten ja löysien kiinnitysten aiheuttama epälineaarinen käyttäytyminen sekä koko rakenteen massa ja

pyörimislevyn huonosti pyörivän laakerin aiheuttama kuormitus tärytin-vahvistin-laitteistolle.

Puutteelliset ja löysät kiinnitykset voimansiirtotangon molemmissa päissä johtavat tangon epälineaariseen käyttäytymiseen voiman siirtyessä tärinä-pöydästä tankoon ja edelleen pyörimislevyyn. Puutteelliset kiinnitykset tärinäpöytään havaittiin jo ennen mittauksia ja mittausten jälkeen tehdyssä tarkastelussa havaittiin, että voimansiirtotangon kiinnitys pyörimislevyyn on löysä. Samalla havaittiin, että pyörimislevyn keskustassa olevassa laakerin liike on selvästi jäykkä.

Normaalissa tärinätestauksessa voimansiirtotangon pituus tulisi minimoida, sillä siihen syntyy todennäköisesti voimakkaampaa poikittaista värähtelyä kuin lyhyeen. Kulmakihtyvyystäryttimen toiminnallisuuden kannalta on kuitenkin oleellista, että tanko on taipuisa ja taipuu ilman vastusta pyörimislevyn kehällä. Muun suuntaisia värähtelyjä ja taipumisia vaimentaa tangon päähän kiinnitetyn pyörimislevyn massa.

Kulmakihtyvyystäryttimen mekaaninen liike voi säröytyä myös, jos ohjainta seuraava vahvistin ei kykene vahvistamaan ohjaussignaalia vaaditun tehoksi ilman säröä. Vahvistimelta vaadittu teho riippuu testiprofiilista ja tärytimeen kiinnitetyn testialustan massasta. Käytössä olevan LDS V406 -täryttimen ja PA 100E -ohjaimen muodostaman kokonaisuuden tuottama maksimivoima on 98 N, mikä on pienimpiä voimia kyseisen valmistajan laitteistoista. Pyörimislevyn massa ja sen laakerissa havaittu selkeä jäykkyys voivat aiheuttaa liian suurta kuormitusta nykyiselle tärytin-vahvistin-kokoonpanolle.

Tämän insinöörityön mittausten jälkeen laitteiston LDS DSC 4 -ohjain havaittiin vialliseksi muiden mittausten yhteydessä. Laitteistossa olevaa ohjainta ei ollut myöskään merkitty kalibroitaviksi vuosittain, mikä yleensä on VTI:llä tapana. Ohjaimen ja takaisinkytkennän kiihtyvyysanturin virheellinen kalibrointi on merkittävin syy ohjaimen säädön virheille. Tämän insinöörityön mittauksissa käytettiin staattista ohjausta, joten ohjaimen mahdollinen virheellinen kalibrointi ei vaikuttanut tuloksiin. Alkuperäiset huonot mittaustulokset kulmakihtyvyystäryttimeltä oli kuitenkin saatu sinipyyhkäisyprofiilista, jossa ohjaimen säädön kyvykyys on ratkaisevaa.

Mittaustulosten virhearviointi

Mittaustuloksia tarkasteltiin suuntaa-antavalla tarkkuudella, eikä spektrikomponenttien tarkasta amplituditasosta oltu kiinnostuneita. Mittaustuloksille ei siksi tehty tarkkaa virhearviointia.

Optinen signaalitaso oli mittauksissa erinomainen, koska mittauskohteiden pintaan asetettiin heijastavaa teippiä. Mittaussignaaleissa ei myöskään ollut havaittavissa merkittävää kohinaa. Mittauksista otettiin lisäksi kymmenen mittauksen keskiarvo.

Laskostumisilmiön vaikutukset minimoitiin käyttämällä OFV-5000-ohjaimeen sisäänrakennettua alipäästösuodatinta (ks. 2.1.4) ennen näytteenottoa ja asettamalla näytteenottotaajuus siten, että Nyqvistin taajuus osui alipäästösuodattimen estokaistalle. Alipäästösuodatin mitoitettiin siten, että sen mitaussignaaleille aiheuttama amplitudivirhe oli maksimissaan 5 %.

Mittaussignaalin Fourier-analyysi voi myös aiheuttaa virhettä taajuusspektriin (ks. 6.1.2). Spektriviivojen ylikuulumisen vaikutuksia vähennettiin käyttämällä Hanning-ikkunafunktiota FFT-muunnoksen yhteydessä. Hanning-ikkunafunktio aiheuttaa maksimissaan 1,4 dB amplitudivirhettä mitaussignaaliin ja ylikuuluvat spektrikomponentit vaimentuvat vähintään 32 dB (ks. 6.1.2., taulukko 1). Alipäästösuodattimen ja Hanning-ikkunafunktion aiheuttamat amplitudivirheet eivät olleet merkittäviä mittaustuloksia analysoitaessa.

Toimenpiteet

Tämän insinöörityön mittaustulosten perusteella VT1:n Quality-yksikön mekaniikkasuunnittelija sai tehtäväksi kehittää jäykät kiinnitykset voimansiirtotangolle täryttimen tärinäpöytään ja pyörimislevyyn. Siten testialustan epälineaarinen käyttäytyminen minimoitaisiin. Tehtäväksi hän sai myös uusia pyörimislevyn laakerit.

Kehitysvaiheen jälkeen kulmakihtyvyystäryttimen mekaaninen liike mitataan uudelleen. Mikäli parannusta ei ole saatu aikaiseksi, suunnitellaan testialustan koko rakenne uudelleen. Uusintamittaukset tulee suorittaa myös toisella vahvistimella. Näin voitaisiin sulkea pois mahdollisuus, että vahvistimen ulostulosignaalin säröytyminen aiheuttaa myös täryttimen mekaanisen liikkeen säröytymisen. Täryttimen ohjauksessa tulee käyttää kalibroituja

ohjainta. Kulmakiihtyvyyttäryttimen kehitysryhmän toiveena oli myös saada mittaustuloksia suoraan pyörimislevyllä sijaitsevasta testikappaleesta.

8.2 Mittaustulokset elementtikiekkosahasta

Mittaussignaalin intensiteetti oli mittauksissa vain ajoittain havaittavalla tasolla. Mittaussäde heijastui huonosti takaisin sahanterästä, joka oli materiaalliltaan huokoinen ja heijasti siksi huonosti valoa. Mittauskohteeseen ei voitu asentaa heijastavaa teippiä signaalitasoa parantamaan.

Sahanterän tärinä, sen pyörimisakselin suuntaan, voidaan käsittää olevan staattista satunnaista tärinää. Sahanterän pyörintä on tasaista tietyllä taajuudella, mutta sen poikittainen värähtely, varsinkin sahattaessa, on todennäköisesti satunnaista. Mittaustuloksista laskettiin siis signaalin tehospektrin tiheys. (Ks. 6.1.1.)

Johtopäätökset

Mittaustulosten tehospektrin tiheydessä (PSD) ei ollut selvästi havaittavia ”tehopiikkejä”. Sahanterän pyöriessä vapaasti sen tehotiheyden spektri oli tasainen 40 dB:n voimakkuudella, tarkastellun 100 kHz:n taajuuskaistan yli (liite 2: kuva 1). Sahanterän sahateessa elementtikiekkoa sen tehotiheyden spektriin, alle 5000 Hz:n taajuuskaistalle, syntyi 20 dB voimakkaampia komponentteja (liite 2: kuva 2). Tulos ei ole kuitenkaan merkittävä, koska vahingollinen anturielementin resonanssitaajuus on noin 30 kHz.

Mittaustuloksia ei voi kuitenkaan pitää vakuuttavina, koska signaalitaso oli mittauksissa erittäin heikko. Mittaustulokset saattoivat myös olla kokonaan pyörivän mittaushaaran muodostaman muuttuvan sirontakuvion aiheuttamaa kohinaa (ks. 2.1.3). Poissulkevasti voidaan kuitenkin todeta, ettei elementtisahasta ollut havaittavissa voimakasta poikittaista värähtelyä anturielementin ominaistajuudella.

9 YHTEENVETO

Tässä insinööritoiminnassa otettiin käyttöön laser Doppler -vibrometri. LDV:llä mitataan tärinän välitöntä nopeutta perustuen valon Dopplerin taajuuden siirtymään. LDV:n tärkeimmät edut perinteisiin pietsosähköisiin tärinääntureihin nähden ovat kosketukseton mittaaminen, jolloin mittaaminen ei vaikuta mitattavaan ilmiöön, mittauksen herkkyys sekä mittauksen pinta-ala-resoluutio.

LDV:n käyttöönotto tarkoitti sen teknologiaan, komponentteihin ja toimintaan perehtymistä, joita käsiteltiin teoreettisessa osuudessa, sekä näytteenotto-laitteiston rakentamista LDV:n mittaussignaalien näytteistämiseen, analysointiin ja tallentamiseen. Näytteenottolaitteistoksi valittiin National Instrumentsin PCI-6132 DAQ-kortti ja sille ohjelmoitiin tässä työssä Labview-mittausohjelmisto edellä mainittuja toimintoja toteuttamaan. Mittausohjelman teoreettiseksi taustaksi tässä työssä perehdyttiin myös analogiasignaalin näytteenottoon.

Onnistunut näytteenotto edellyttää oikean näytteenottotaajuuden valitsemista suhteessa mitattavan signaalin kaistanleveyteen ja käytetyn alipäästösuodattimen estokaistaan. Alipäästösuodatinta tulee käyttää näytteenottolaitteistossa ennen A/D-muunninta laskostumisilmiön vaikutusten minimoimiseksi.

Työn käytännön osuuteen kuului lisäksi värähtämissuoritus LDV:llä ja mittaustulosten perusteella arviointi LDV:n kyvykkyydestä mitata värähtämissuoritusta ja tuottaa uutta informaatiota. Mittauskohteina tässä työssä olivat kulmakiihtyvyyttärytymisen mekaanisen liikkeen mittaus ja elementtikiekko-sarjan värähtelyjen tutkiminen.

Mittaustuloksille suoritettiin spektrianalyysi, jotta voitaisiin arvioida mittaussuorituskohteen liikkeen taajuuksisäilyä ja vaikutuksia. Spektrianalyysin perustana on Fourier-analyysi, joka suoritetaan reaaliselle näytteistetylle signaalille käyttäen diskreettiä Fourier-muunnosta (DFT). Käytännössä mittaussignaalin spektrikomponentit laskettiin näytteenottolaitteiston mittaushjelmassa käyttäen FFT-algoritmia.

Spektrianalyysin tulosten ymmärtämiseksi ja arvioimiseksi tulee myös ymmärtää DFT:n ominaisuuksia. DFT:n äärellinen taajuusresoluutio, näytteistetyn signaalin äärellinen näytemäärä ja amplitudivastekäyrä aiheuttavat spektriviivojen ylikuulumista. Signaalin taajuuskomponentin energia voi vuotaa DFT:n muihin spektrikomponentteihin, joka vääristää mitattun signaalin spektriä. Spektriviivojen ylikuulumisen vaikutuksia voidaan vähentää käyttämällä sovellukseen sopivaa ikkunafunktiota DFT:n yhteydessä.

Mittauskohteiden mitattavien ilmiöiden ymmärtämiseksi teoreettisessa osuudessa käsiteltiin lisäksi värähtelevien systeemien dynamiikkaa ja mallinnusta. Kulmakiihtyvyyttärytymisen mittausten suorittamiseksi teoreettisessa

osuudessa perehdyttiin myös yleisesti tärinätestauslaitteiston rakenteeseen, toimintaan ja testijärjestelyjen kriittisiin kohtiin.

Mittaustulokset mittauskohteista osoittivat, että LDV ja sille rakennettu näytteenottolaitteisto ovat kyvykkäitä mittaamaan tärinää ja tuottamaan uutta informaatiota. Kulmakihtiävyystäryttimen mittaukset osoittivat, että täryttimen mekaaninen liike säröytyy liikkeen siirtyessä täryttimestä testialustaan. Vertailumittaukset osoittivat, että itse täryttimessä ei ollut vikaa. Testialustan rakenne oli todennäköisin syy liikkeen säröytymiseen ja siksi sen rakennetta tullaan kehittämään.

Kulmakihtiävyystäryttimelle tullaan suorittamaan tämän työn kanssa vastaavat mittaukset, kun laitteiston testialustan rakennetta on kehitetty. Tämän insinöörityön mittauksia voidaan käyttää vertailukohteena uusiin mittauksiin, kun arvioidaan onnistuiko testialustan rakenteen kehitys.

Mittaukset elementtikiekkosahasta puolestaan osoittivat optisen mittauksen heikoimman kohdan. Mittauksissa mittaussignaalin taso oli erittäin heikko ja erittäin kohinainen, jolloin mittaukset eivät olleet luotettavia. Mittaukset osoittivat, ettei elementtikiekkosahassa esiinny erityisen voimakasta värähtelyä anturielementtien ominaistajuuksella. Pyörivän sahanterän aiheuttama sirontakuvion kohina saattoi kuitenkin olla voimakkaampaa kuin varsinaisesti tutkimuksen kohteena olleen sahanterän poikittainen värähtely.

Mittauskohteet joihin ei saa asennettua heijastavaa teippiä ja joiden pinta on muuten huonosti valoa takaisinheijastavaa materiaalia, ovat ongelma LDV:n optisessa mittauksessa. Signaalikohinasuhde on silloin pieni ja kohina saat-
taa peittää alleen varsinaisen mittaussignaalin tai takaisinheijastuneen mittaussignaalin taso ei ole havaittavissa, jolloin mittauksia ei voida suorittaa.

LÄHTEET

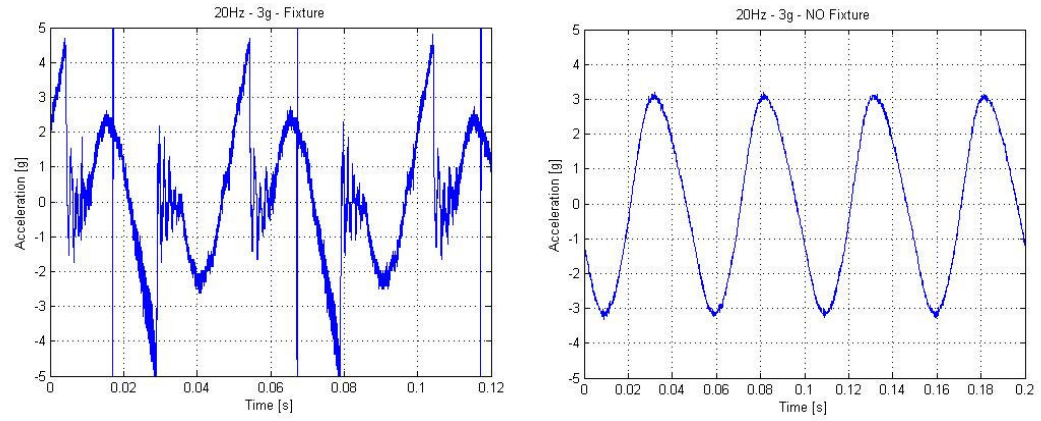
- [1] VTI Technologies Oy. *VTI in Brief* [PDF]. Company Presentation. 2007.
- [2] Wilson, Jon S., *Sensor Technology Handbook*. Amsterdam: Newnes. 2005.
- [3] López-Higuera, José Miguel, *Handbook of Optical Fibre Sensing Technology*. Chichester: John Wiley & Sons Ltd. 2002.
- [4] *User Manual, Fiber-Optic Vibrometer Sensor Head, OFV-551 / -552*. Polytec GmbH. 2007.
- [5] Harris, Cyril M., *Shock and Vibration Handbook*. Fourth edition. New York: McGraw-Hill. 1995 (1961).
- [6] *User Manual, Vibrometer Controller, OFV-5000*. Polytec GmbH. 2006.
- [7] Cagnet, M. - Francon, M. - Thierr, J.C., *Atlas of Optical Phenomenon*. Berlin: Springer-Verlag. 1962.
- [8] Serway, Raymond A. - Beichner, Robert J., *Physics for Scientists and Engineers with Modern Physics*. Fifth edition. Orlando: Harcourt. 2000 (1982).
- [9] Cielo, Paolo G., *Optical Techniques for Industrial Inspection*. San Diego: Academic Press Inc. 1988.
- [10] Polytec GmbH. *Laser Basics* [verkkodokumentti]. 2007 [viitattu 9.9.2007]. Saatavissa: http://www.polytec.com/eur/158_1001.asp.
- [11] Polytec GmbH. *Vibrometry Basics* [verkkodokumentti]. 2007 [viitattu 8.9.2007]. Saatavissa: http://www.polytec.com/eur/158_942.asp.
- [12] AA Opto-Electronic. *Acousto-optic physical principles - Main Equations* [verkkodokumentti]. Julkaisuaika tuntematon [viitattu 19.10.2007]. Saatavissa: <http://www.acoustooptic.com/acousto-optic-principles.html>.
- [13] Aaltonen, Juha - Kousa, Seppo - Stor-Pellinen, Jyrki, *Elektroniikan perusteet*. Helsinki: Limes ry. 1999.
- [14] Mäkelä, Mikko - Mäkelä, Riitta - Siltanen Olavi, *Insinöörikoulutuksen fysiikka 2*. Jyväskylä: Tammertekniikka. 4. painos. 2000.
- [15] Polytec GmbH. *Surface Effects* [verkkodokumentti]. 2007 [viitattu 14.9.2007]. Saatavissa: http://www.polytec.com/eur/158_1000.asp.
- [16] Baker, Richard, *An Introduction to Vibration*. Hertfordshire: Ling Dynamic Systems. 1994.
- [17] Dactron Inc. *Control Dynamic Range* [PDF]. Application Note AN002. First revision. November 1999. Saatavissa: http://www.lds-group.com/docs/papers.php?application_id=2.

- [18] Kuratle, Rolf H. - Signer, André, *The Basic of Piezoelectric Measurement Technology* [PDF]. Kistler Instrumente AG Winterthur. Julkaisuaika tuntematon. Saatavissa: <http://www.kistler.com>.
- [19] Kistler. *Piezoelectric Theory* [PDF]. Julkaisuaika tuntematon. Saatavissa: <http://www.kistler.com>.
- [20] Hugli, Hans W., *Frequency Response of Piezoelectric Transducers a Practical Approach* [PDF]. Kistler Instrument. Julkaisuaika tuntematon. Saatavissa: <http://www.kistler.com>.
- [21] *Instruction Manual, K-Shear Accelerometers*. Kistler Instrument. Julkaisuaika tuntematon.
- [22] Kurki-Suonio, Kaarle - Kurki-Suonio, Riitta, *Vuorovaikuttavat kappaleet - mekaniikan perusteet*. Helsinki: Limes ry. 4. muuttumaton painos. 1997.
- [23] Kurki-Suonio, Kaarle - Kurki-Suonio, Riitta, *Aaltoliikkeestä dualismiin*. Helsinki: Limes ry. 4. muuttumaton painos. 1997.
- [24] Lyons, Richard G., *Understanding Digital Signal Processing*. Reading: Addison-Wesley. 1997.
- [25] LDS, *Dos and Dont's in Vibration Testing* [PDF]. White paper 138, issue 2. Marraskuu 2003.
- [26] *Shaker Control User Guide*. LDS Dactron. Sixth revision. 2005 (1997).
- [27] Teknisen päällikön Markku Katajakosken haastattelu. 6.3.2007. Metric Industrial Oy.
- [28] *Environmental testing - Vibration (sinusoidal)*. IEC International standard: 60068-2-6. Sixth edition. 1995.
- [29] *Measuring Vibration*. Primer. Brüel & Kjær. September 1982.
- [30] Brüel & Kjær, *Vibration transducers and Signal Conditioning* [PDF]. Lecture Note. 1998. Saatavissa: <http://www.bksv.com/lectures/BA767512.pdf>.
- [31] *Instruction Manual, K-Shear Accelerometers*. Amherst: Kistler Instrument. Julkaisuaika tuntematon.
- [32] Kistler Instrument, *Cables for Force, Torque and Strain Sensors* [PDF]. Datalehti. 2005. Saatavilla: <http://www.kistler.com>.
- [33] Sedra, Adel S. - Smith, Kenneth C., *Microelectronic Circuits*. Fourth edition. New York: Oxford University Press. 1998 (1982).
- [34] Mitra, Sanjit K., *Digital Signal Processing, A Computer-Based Approach*. Second edition. Singapore: McGraw-Hill. 2002 (1998).
- [35] Jäntti, Timo-Pekka, *Analogiasignaalien näytteenotto ja rekonstruointi*. Kursimateriaali: Digitaalinen signaalikäsittely 1. Helsingin ammattikorkeakoulu. Julkaisuaika tuntematon.

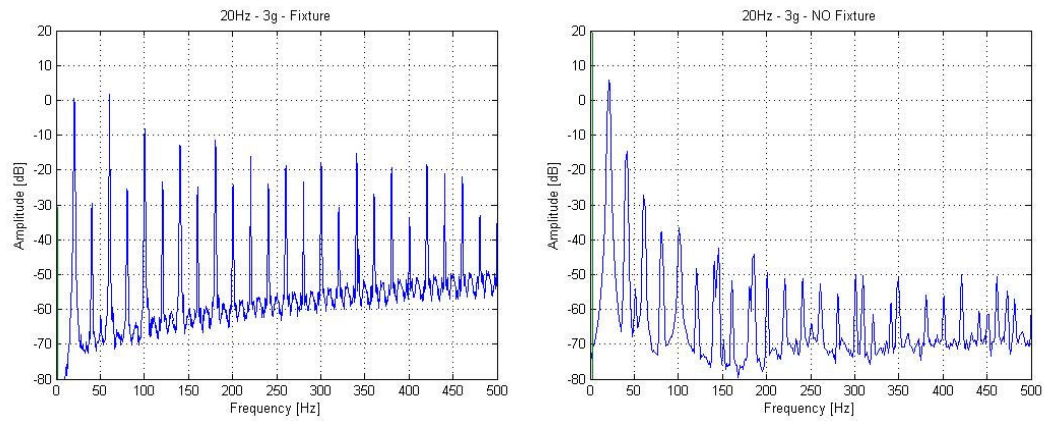
- [36] LDS Test and Measurement. *Alias Protection* [PDF]. Technical note TN001. February 2005. Saatavissa: http://www.lds-group.com/docs/papers.php?application_id=2.
- [37] Oppenheim, Alan V. - Schafer, Ronald W., *Discrete-Time Signal Processing*. New Jersey: Prentice-Hall. 1989.
- [38] National Instruments. *NI 6132/6133 Specifications* [PDF]. July 2006. Saatavissa: <http://www.ni.com/pdf/manuals/371231d.pdf>.
- [39] Randall, R.B., *Frequency Analysis*. Third edition. Glostrup: Brüel & Kjær. 1987.
- [40] Croft, Anthony - Davison, Robert - Hargreaves, Martin, *Engineering Mathematics: A Foundation for Electronic, Electrical, Communications and Systems Engineers*. Third edition. Milan: Prentice-Hall. 2001 (1992).
- [41] Weisstein, Eric W., *Fourier Series* [verkkodokumentti]. Mathworld - Wolfram Web Resource. Muokattu 17.5.2004 [viitattu 27.10.2007]. Saatavissa: <http://mathworld.wolfram.com/FourierSeries.html>.
- [42] Launonen, Eero - Sorvali, Esko - Toivonen, Pertti, *Teknisten ammattien matematiikka, 3E*. 4. painos. Porvoo: WSOY. 2001 (1996).
- [43] Newland, D.E., *An Introduction to Random Vibrations and Spectral Analysis*. Second edition. Hong Kong: Longman. 1984 (1975).
- [44] The MathWorks. *Signal Processing Toolbox 6 - User's Guide* [PDF]. Version 6.8. September 2007 (1988). Saatavissa: http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/pdf_doc/signal/signal_tb.pdf.
- [45] Suunnitteluinsinööri Petri Klemetin haastattelu. 18.4.2007. VTI Technologies Oy.
- [46] Disco Corporation. *Metal Bond Blades - B1A Series* [PDF]. Specifications. Julkaisuaika tuntematon. Saatavissa: <http://www.disco.co.jp/eg/products/catalog/pdf/b1a.pdf>

MITTAUSTULOKSET KULMAKIIHTYVYYSTÄRYTTIMESTÄ

Täryttimen herätesignaalin taajuus 20 Hz ja kiihtyvyys 3 g



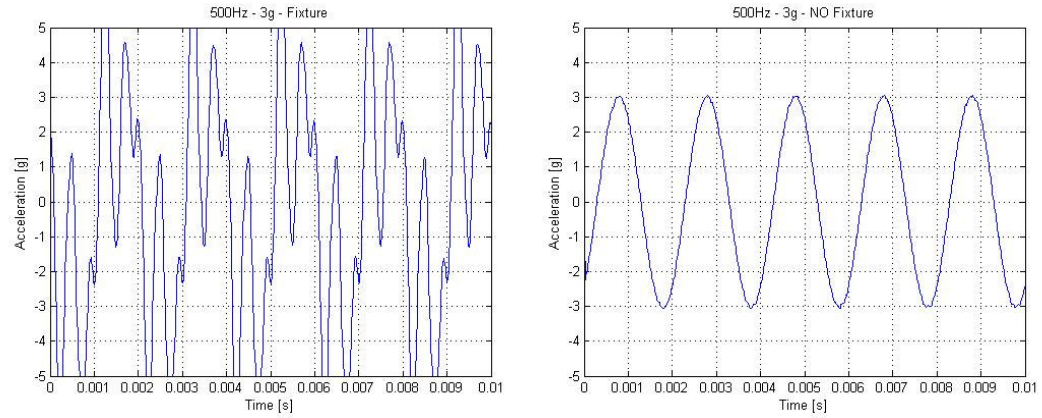
Kuva 1. Aikatazon kuvaajat mittaustuloksista kulmakihtyvyystäryttimestä; testialustan voimansiirtotangon päästä vasemmalla ja oikealla tärinäpöydästä ilman testialustaa



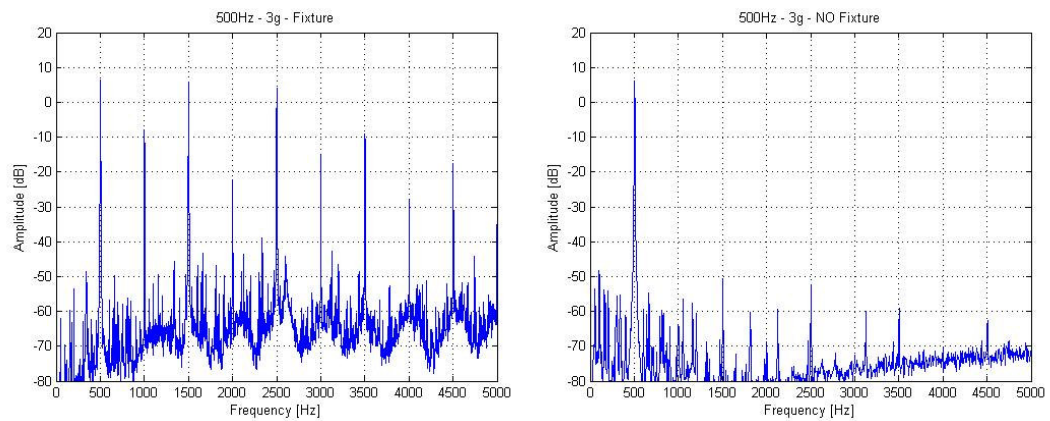
Kuva 2. Taajuustason kuvaajat mittaustuloksista kulmakihtyvyystäryttimestä; testialustan voimansiirtotangon päästä vasemmalla ja oikealla tärinäpöydästä ilman testialustaa

MITTAUSTULOKSET KULMAKIIHTYVYYSTÄRYTTIMESTÄ

Täryttimen herätesignaalin taajuus 500 Hz ja kiihtyvyys 3 g



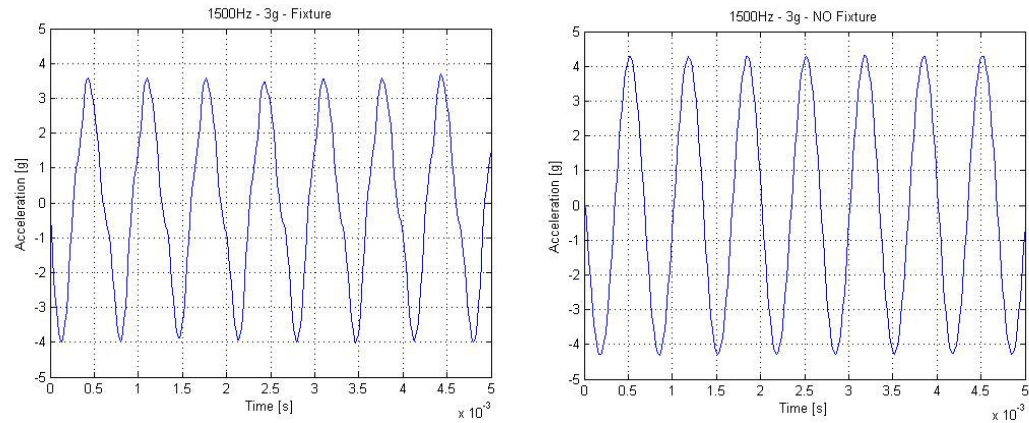
Kuva 3. **Aikatason** kuvaajat mittaustuloksista kulmakihtyvyyssäryttimestä; testialustan voimansiirtotangon päästä vasemmalla ja oikealla tärinäpöydästä ilman testialustaa



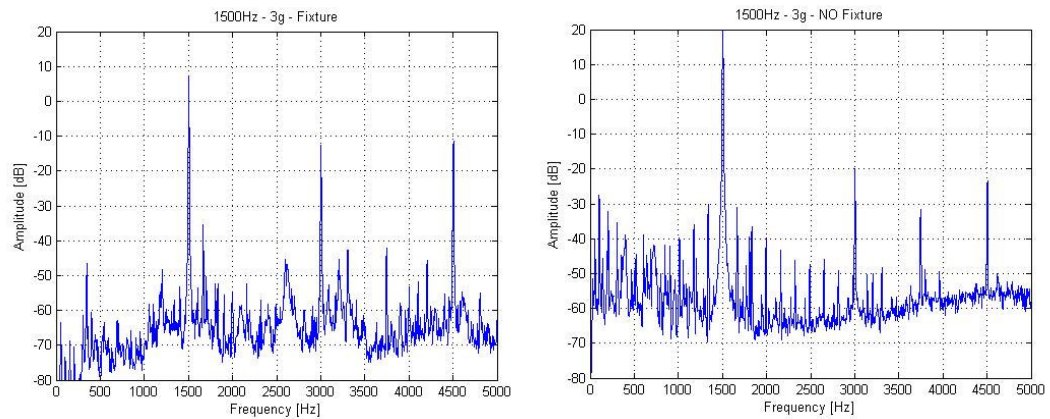
Kuva 4. **Taajuustason** kuvaajat mittaustuloksista kulmakihtyvyyssäryttimestä; testialustan voimansiirtotangon päästä vasemmalla ja oikealla tärinäpöydästä ilman testialustaa

MITTAUSTULOKSET KULMAKIIHTYVYYSTÄRYTTIMESTÄ

Täryttimen herätesignaalin taajuus 1500 Hz ja kiihtyvyys 3 g



Kuva 5. **Aikatason** kuvaajat mittaustuloksista kulmakiihtyvyyttäryttimestä; testialustan voimansiirtotangon päästä vasemmalla ja oikealla tärinäpöydästä ilman testialustaa

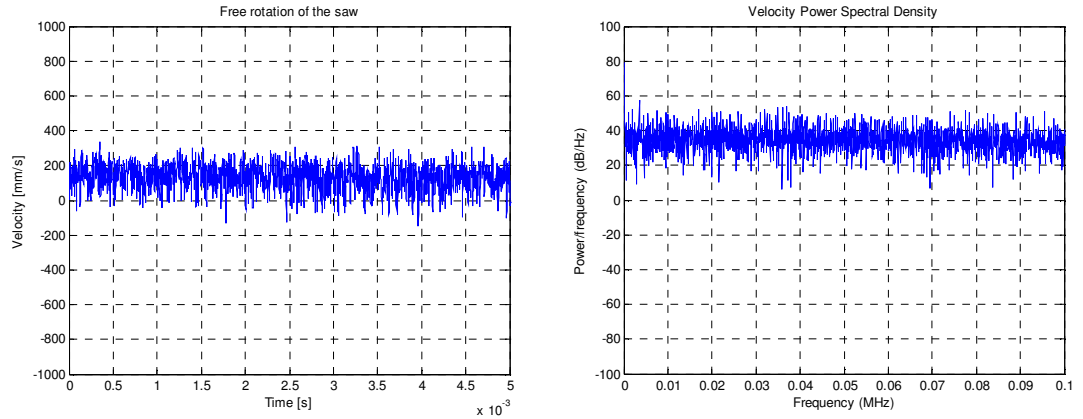


Kuva 6. **Taajuustason** kuvaajat mittaustuloksista kulmakiihtyvyyttäryttimestä; testialustan voimansiirtotangon päästä vasemmalla ja oikealla tärinäpöydästä ilman testialustaa

MITTAUSTULOKSET ELEMENTTIKIEKKOSAHASTA

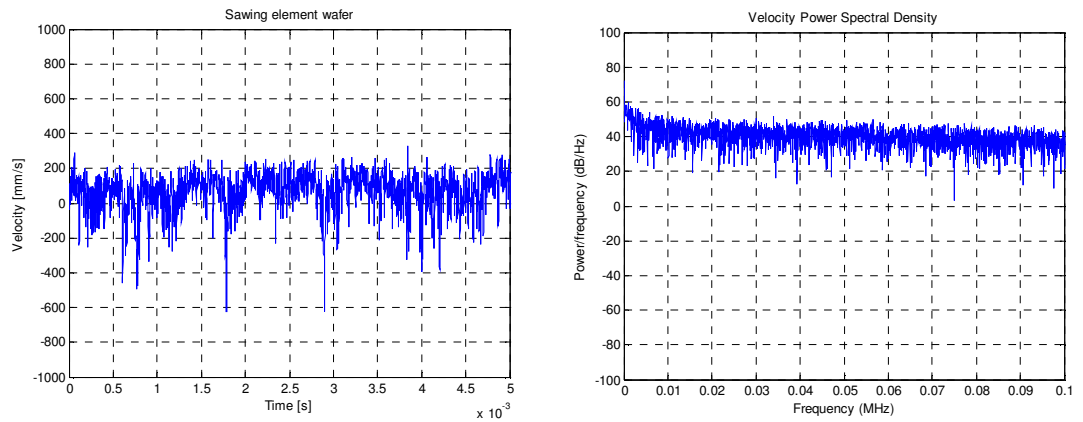
Elementtikiekkosahan satunnaisen värähtelyn tehottiheys (PSD)

Saha pyörii vapaasti



Kuva 1. Sahanterän värähtelyn **nopeus aikatasossa** vasemmalla ja värähtelyn **tehottiheys (PSD)** oikealla, kun mitattiin vapaasti pyörivän elementtikiekkosahan terän pyörimisakselin suuntaista värähtä

Sahataan elementtikiekkkoa



Kuva 2. Sahanterän värähtelyn **nopeus aikatasossa** vasemmalla ja värähtelyn **tehottiheys (PSD)** oikealla, kun mitattiin elementtikiekkkoa sahaavan terän pyörimisakselin suuntaista värähtä

OFV-5000-OHJAIMEN DEKOODERIEN TYYPILLISIÄ SUORITUSKYKYARVOJA**VD-02-nopeusdekooderi***Taulukko 1. VD-02 nopeusdekooderin suorituskykyarvoja [6: 7, s. 5]*

Suorituskyky					Yksikkö
Mittausalue	5	25	125	1000	mm/s/V
Mittausalueen huippuarvo, FS	0,05	0,25	1,25	10	m/s
Minimitaajuus	0,5	0,5	0,5	0,5	Hz
Maksimitaajuus	250	1500	1500	1500	kHz
Resoluutio, tyypillisesti	0,1	0,5	0,6	2,5	µm/s/√Hz
Vaihesiirto, tyypillisesti	-2,19	-0,45	-0,42	-0,36	%kHz
Signaaliivie, tyypillisesti	6,08	1,25	1,17	1,01	µs
Kalibrointivirhe, (25±3) °C	±1	±1	±1	±1	%
Signaalikohina (ei-harmoninen)	< -86	< -86	< -86	< -86	dB FS

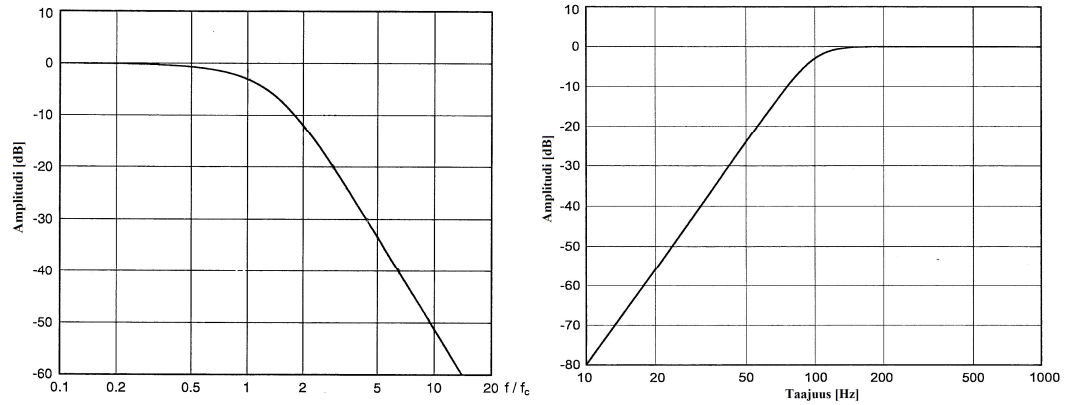
DD-200-siirtymädekooderi*Taulukko 2. DD-200 siirtymädekooderin suorituskykyarvoja [6: 7, s. 10]*

Mittausalue [µm/V]	FS* [µm]	Resoluutio [nm]	Taajuusalue [kHz]	Maks.nopeus [m/s]
2	32	2	0 - 25	0,05
4	64	4	0 - 50	0,1
8	128	8	0 - 75	0,2
16	256	16	0 - 75	0,5
32	512	32	0 - 75	1,0
80	1280	80	0 - 250	2,5
160	2560	160	0 - 250	5
320	5120	320	0 - 250	10
640	10240	640	0 - 250	10
1280	20480	1280	0 - 250	10
2560	40960	2560	0 - 250	10
5120	81920	5120	0 - 250	10
10240	163840	10240	0 - 250	10

* Mittausalueen huippuarvo, huipusta-huippuun.

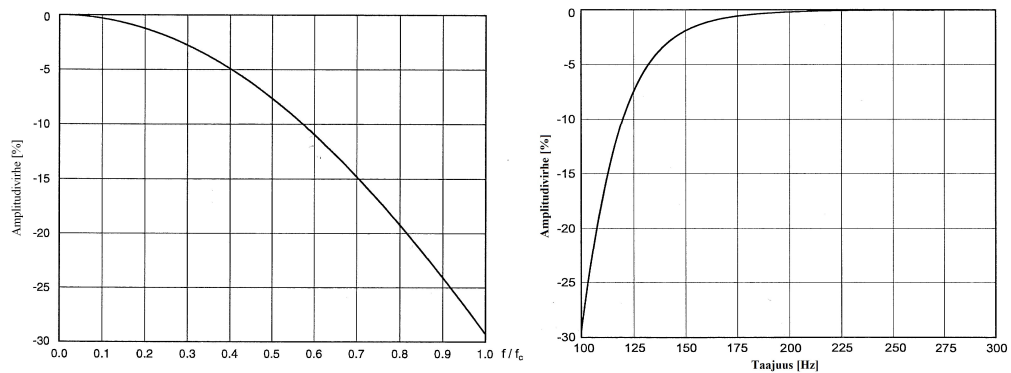
OFV-5000-OHJAIMEN ALI- JA YLIPÄÄSTÖSUODATTIMIEN SUORITUSKYKY

Vaimennuskäyrä



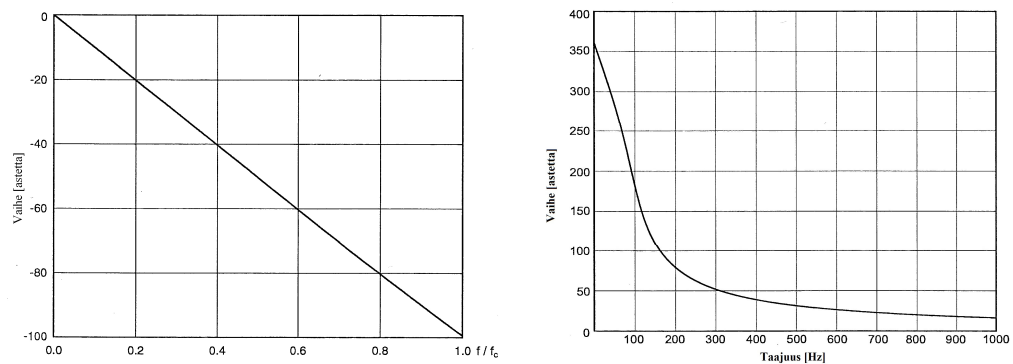
Kuva 1. **Alipäästösuodattimen** vaimennuskäyrä vasemmalla, **ylipäästösuodattimen** oikealla; alipäästösuodattimen taajuus on normaalistettu ylärajataajuuteen [6: A, s. 1 - 2]

Amplitudivirhe



Kuva 2. **Alipäästösuodattimen** vaihesiirto vasemmalla, **ylipäästösuodattimen** oikealla; alipäästösuodattimen taajuus on normaalistettu ylärajataajuuteen [6: A, s. 1 - 2]

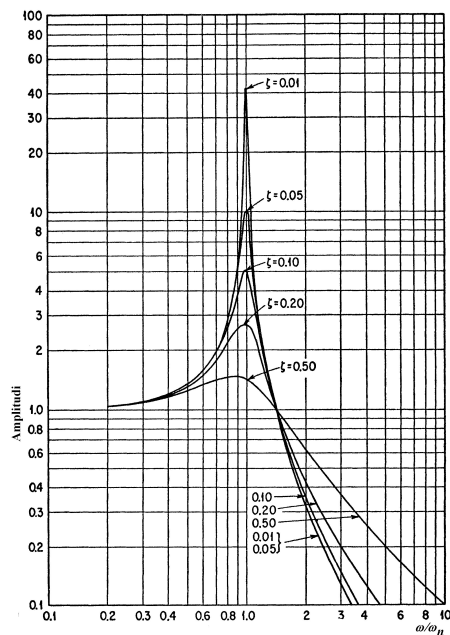
Vaihesiirto



Kuva 3. **Alipäästösuodattimen** vaihesiirto vasemmalla, **ylipäästösuodattimen** oikealla; alipäästösuodattimen taajuus on normaalistettu ylärajataajuuteen [6: A, s. 1 - 2]

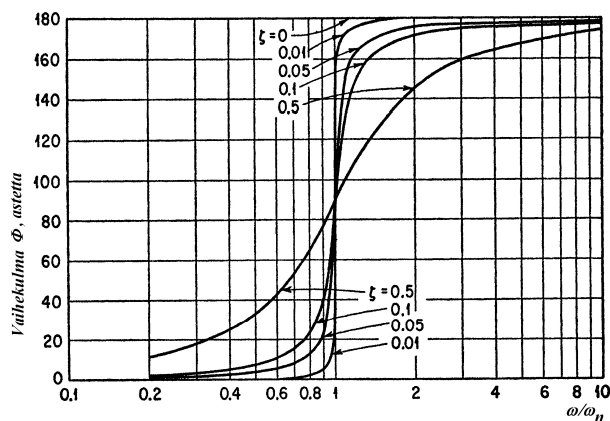
VAIMENNETUN PAKKOVÄRÄHTELIJÄN AMPLITUDI- JA VAIHEVASTE

Amplitudivaste



Kuva 1. Vaimennetun pakkovärähtelijän amplitudivaste vaimennuskertoimen ζ funktiona; taajuus on normaalistettu systeemin ominaiskulmataajuuteen ω_n ; vaimennuskertoimen kasvaessa resonanssin muoto muuttuu ja sen huipun taajuus pienenee [5: 2, s. 15]

Vaihevaste



Kuva 2. Vaimennetun pakkovärähtelijän vaihevaste vaimennuskertoimen ζ funktiona; taajuus on normaalistettu systeemin ominaiskulmataajuuteen ω_n [5: 2, s. 12]

NATIONAL INSTRUMENTS PCI-6132 DAQ-KORTIN TEKNISIÄ TIETOJA

Specifications

The following specifications are typical at 25 °C unless otherwise noted.

Analog Input

Input Characteristics

Number of channels

NI 6132	4
NI 6133	8

Type of ADC

Resolution	14 bits, 1 in 16,384
Pipeline	0

Sampling rate

Maximum	2.5 MS/s per channel
Minimum	No minimum

Input impedance

AI – to AI GND	100 MΩ in parallel with 10 pF
AI + to AI GND	100 MΩ in parallel with 10 pF

Input bias current

	±2 pA typ, ±25 pA max
--	-----------------------

Input offset current

	±1 pA typ, ±10 pA max
--	-----------------------

Input coupling

	DC
--	----

Max working voltage for all analog input channels

Positive input (AI +)	±11 V for all ranges, Measurement Category I
Negative input (AI –)	±11 V for all ranges, Measurement Category I



Caution Do not use for measurements within Categories II, III, and IV.

Overvoltage protection

(AI +, AI –)	±36 V
--------------	-------

Input current during

overvoltage conditions	±20 mA max
------------------------	------------

Input FIFO size

NI 6132	16 MS
NI 6133	16 or 32 MS

Data transfers

	DMA, interrupts, programmed I/O
--	------------------------------------

DMA mode

	Scatter-gather
--	----------------

DC Transfer Characteristics

INL	±0.6 LSB typ, ±1 LSB max
-----	-----------------------------

DNL	±0.25 typ, ±0.75 max, no missing codes
-----	---

Kuva 1. NI PCI-6132:n teknisiä tietoja [38, s. 2]

Absolute Accuracy

Nominal Range at Full Scale (V)	Residual Gain Error (ppm of Reading)	Gain Tempco (ppm/°C)	Reference Tempco	Residual Offset Error (ppm of Range)	Offset Tempco (ppm of Range/°C)	INL Error (ppm of Range)	Random Noise, σ (μV rms)	Absolute Accuracy at Full Scale ¹ (μV)	Sensitivity ² (μV)
±10	151	25	5	47	39	122	1080	4660	432.0
±5	176	25	5	40	43	122	546	2440	218.4
±2.5	207	25	5	47	61	122	305	1370	122.0
±1.25	234	25	5	45	78	122	172	740	68.8

AbsoluteAccuracy = Reading · (GainError) + Range · (OffsetError) + NoiseUncertainty

GainError = ResidualGainError + GainTempco · (TempChangeFromLastInternalCal) + ReferenceTempco · (TempChangeFromLastExternalCal)

OffsetError = ResidualOffsetError + OffsetTempco · (TempChangeFromLastInternalCal) + INL_Error

NoiseUncertainty = $\frac{\text{RandomNoise} \cdot 3}{\sqrt{100}}$ For a coverage factor of 3 σ and averaging 100 points.

¹ Absolute accuracy at full scale on the analog input channels is determined using the following assumptions:

TempChangeFromLastExternalCal = 10 °C

TempChangeFromLastInternalCal = 1 °C

number_of_readings = 100

CoverageFactor = 3 σ

For example, on the 10 V range, the absolute accuracy at full scale is as follows:

GainError = 151 ppm + 25 ppm · 1 + 5 ppm · 10

GainError = 226 ppm

OffsetError = 47 ppm + 39 ppm · 1 + 122 ppm

OffsetError = 208 ppm

NoiseUncertainty = $\frac{1.080 \mu\text{V} \cdot 3}{\sqrt{100}}$

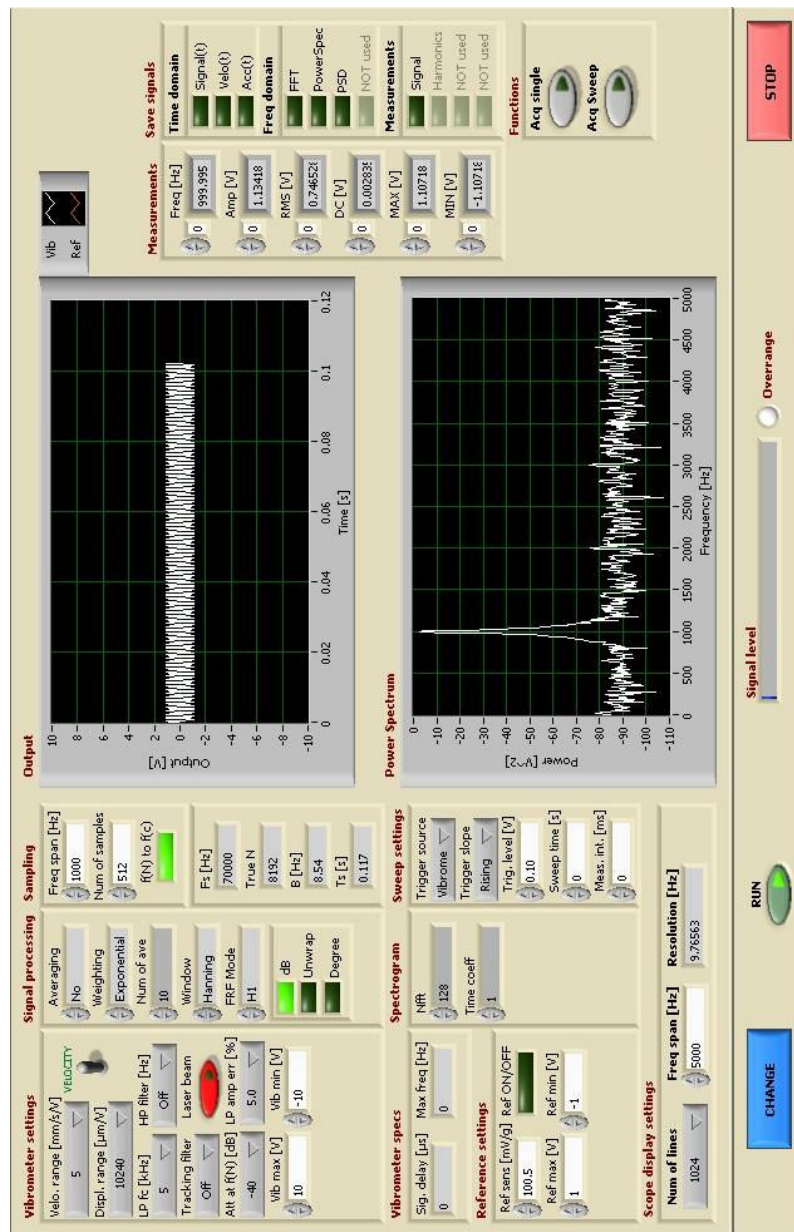
NoiseUncertainty = 320 μV

AbsoluteAccuracy = 10 V · (GainError) + 10 V · (OffsetError) + NoiseUncertainty AbsoluteAccuracy = 4,660 μV

² Sensitivity is the smallest voltage change that can be detected. It is a function of noise.

Kuva 2. NI PCI-6132:n absoluuttisen tarkkuuden taulukko [38, s. 3]

LABVIEW-MITTAUSOHJELMISTON ETUPANEELI



Kuva 1. Tässä insinööriyössä ohjelmoidun Labview-mittausohjelmiston etupaneeli, jossa valitaan asetukset ennen varsinaista näytteenottoa ja mittaussignaalin Fourier-analyysiä

KOKOELMA SÄHKÖISISTÄ LÄHTEISTÄ

[10] Polytec GmbH. *Laser Basics* [verkkodokumentti]. 2007 [viitattu 9.9.2007]. Saatavissa: http://www.polytec.com/eur/158_1001.asp.

Laser Basics

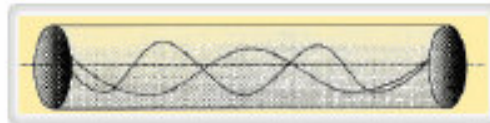


Laser Basics | Vibrometry Basics | Signal Processing | Surface Effects

The basic physical principle of a laser (light amplification by stimulated emission of radiation) is the induced emission of photons. With induced emission the emitted photons have identical properties and thus produce coherent light of the same wavelength.



A laser consists of an optical cavity which contains the lasing material with a mirror placed at each end. The light which is repeatedly reflected between the two mirrors is amplified. As one of the mirrors is only partially reflecting, a small laser beam emanates from the cavity. To keep the process going, energy is supplied in order to excite the atoms in the lasing material.

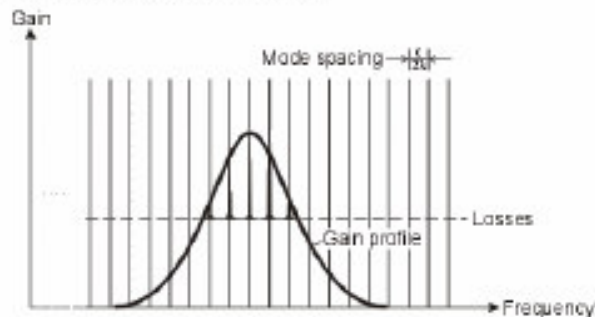


The wave along the laser cavity is a standing wave and the cavity of length L only resonates when there is an integral number n of half wavelengths λ between the mirrors:

$$n = 2L / \lambda$$

The frequency ν is given by: $\nu = nc / 2L$ where c is the velocity of the light. The separation of the multiple wavelengths (longitudinal modes) is $\Delta\nu = c / 2L$.

However, not all possible modes in a laser cavity will be excited. Only those that are within the gain profile of the lasing medium will generate an emission.



The maximum distance over which the phase relationship will exist is called coherence length. The relation between the coherence length and the bandwidth is $c/\Delta\nu$.

The laser used for laser Doppler vibrometers is a helium neon (He-Ne) laser. This laser produces a visible red laser beam ($\lambda = 0.6328 \mu\text{m}$). This gas laser is an extremely low-noise light source and therefore ideally suited for this application.

Such a laser can be stabilized so that only a single mode is excited. The line width is then a couple of MHz which yields coherence lengths of about 200 to 300m.

Laser vibrometers are usually operated with multimode lasers where the lasers oscillate at 2 - 3 modes at the same time. The coherence length is only 10 - 20 cm because of the interference of the beat frequencies of these different modes. However, this beat frequency generates a \cos^2 dependence of the visibility as the distance to the object is varied. The signal has a maximum at distances of $2m\lambda$ and minima at $(2m+1)\lambda$ where m is an integer. It is therefore possible to make measurements at very long distances with such a laser. The measuring distance should be adjusted to a visibility peak for maximum signal strength.

KOKOELMA SÄHKÖISISTÄ LÄHTEISTÄ

[11] Polytec GmbH. *Vibrometry Basics* [verkkodokumentti]. 2007 [viitattu 8.9.2007]. Saatavissa: http://www.polytec.com/eur/158_942.asp.

Vibrometry Basics

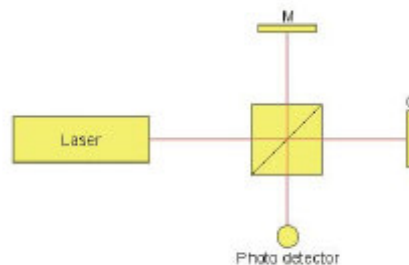


Laser Basics | Vibrometry Basics | Signal Processing | Surface Effects

Principle of Laser Doppler Vibrometry

A laser Doppler Vibrometer is based on the principle of the detection of the Doppler shift of coherent laser light, that is scattered from a small area of the test object. The object scatters or reflects light from the laser beam and the Doppler frequency shift is used to measure the component of velocity which lies along the axis of the laser beam.

As the laser light has a very high frequency ω (approx. 4.74×10^{14} Hz), a direct demodulation of the light is not possible. An optical interferometer is therefore used to mix the scattered light coherently with a reference beam. The photo detector measures the intensity of the mixed light whose (beat) frequency is equal to the difference frequency between the reference and the measurement beam. Such an arrangement can be a Michelson interferometer as shown below:



A laser beam is divided at a beam splitter into a measurement beam and a reference beam which propagates in the arms of the interferometer. The distances the light travels between the beam splitter and each reflector are x_R and x_M for the reference mirror M and object O respectively.

The corresponding optical phase of the beams in the interferometer is:

$$\text{Reference } F_R = 2kx_R$$

$$\text{Measurement } F_M = 2kx_M$$

with $k = 2\pi/\lambda$. One usually defines $F(t) = F_R - F_M$

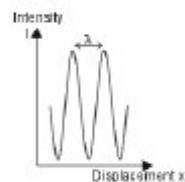
The photo detector measures the time dependant intensity $I(t)$ at the point where the measurement and reference beams interfere.

$$I(t) = I_R + I_M + 2\sqrt{I_R I_M} \cos(2\pi f_D t + \Phi)$$

Where I_R and I_M are the intensities of the reference and measurement beams, K is a mixing efficiency coefficient and R is the effective reflectivity of the surface.

The phase $F = 2\pi \Delta L / \lambda$ where ΔL is the vibrational displacement of the object and λ the wavelength of the laser light.

If ΔL changes continuously the light intensity $I(t)$ varies in a periodic manner. A phase change F of 2π corresponds to a displacement ΔL of $\lambda/2$.



The rate of change of phase F is proportional to the rate of change of position which is the vibrational velocity v of the surface. This leads to the well known formula for the Doppler frequency f_D :

$$f_D = 2v/\lambda$$

Due to the sinusoidal nature of the detector signal, the direction of the vibration is ambiguous. There are two ways to introduce a directional sensitivity:

- Solution 1: Introduction of an optical frequency shift into one arm of the interferometer to obtain a virtual velocity offset.
- Solution 2: Adding polarization components and an additional photo receiver in such a way, that at the interferometer output a second homodyne signal occurs being in quadrature to the primary photodetector output.

The most common form is the first solution. An acousto optic modulator (Bragg cell) is incorporated into one arm of the interferometer. The Bragg cell is driven at frequencies of 40 MHz or higher and generates a carrier signal at the RF drive (center) frequency. The movement of the object frequency modulates the carrier signal. The signed object velocity determines sign and amount of frequency deviation with respect to the center frequency f_B . This type of interferometer is called heterodyne

KOKOELMA SÄHKÖISISTÄ LÄHTEISTÄ

- [12] AA Opto-Electronic. *Acousto-optic physical principles - Main Equations* [verkkodokumentti]. Julkaisuaika tuntematon [viitattu 19.10.2007]. Saatavissa: <http://www.acoustooptic.com/acousto-optic-principles.html>.

Most acousto-optic devices operate in the Bragg regime, the common exception being acousto-optic mode lockers and Q-switches.

Wave vectors constructions

An acousto-optic interaction can be described using wave vectors. Momentum conservation gives us

$$\vec{K}_d = \vec{K}_i + /- \vec{K}$$

$K_i = 2\pi n_i / \lambda_i$ - wave vector of the incident beam.

$K_d = 2\pi n_d / \lambda_d$ - wave vector of the diffracted beam.

$K = 2\pi F / v$ - wave vector of the acoustic wave.

Here F is the frequency of the acoustic wave traveling at velocity v . n_i and n_d are the refractive indexes experienced by the incident and diffracted beams (these are not necessarily the same).

Energy conservation leads to : $F_d = F_i \pm F$

So, the optical frequency of the diffracted beam is by an amount equal to the frequency of the acoustic wave. This "Doppler shift" can generally be neglected since $F \ll F_d$ or F_i , but can be of great interest in heterodyning applications.

- [15] Polytec GmbH. *Surface Effects* [verkkodokumentti]. 2007 [viitattu 14.9.2007]. Saatavissa: http://www.polytec.com/eur/158_1000.asp.

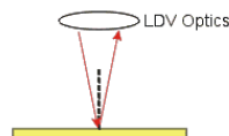
Surface Effects



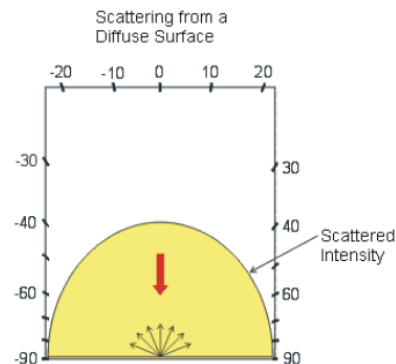
Laser Basics | Vibrometry Basics | Signal Processing | Surface Effects

Laser Doppler Vibrometers (LDVs) operate from a variety of surfaces. It is important that the amount of light scattered back from the different surfaces is sufficient for further signal analysis.

Specular surfaces, i.e. highly reflecting surfaces, obey the law: angle of incidence = angle of reflection. When making measurements from such surfaces the optics of the LDV need to be aligned such that the reflected light returns within the aperture of the collecting optics. Typical values are 10mm diameter for the single point 505/503 systems and 3mm diameter for the 551/552 fiber optic systems.



Diffuse surfaces scatter the incident light over a large angular area. The intensity of the scattered light power per unit solid angle follows Lambert's cosine law. It can vary extremely between shiny surfaces and dull black surfaces that absorb most of the light.



KOKOELMA SÄHKÖISISTÄ LÄHTEISTÄ

- [17] Dactron Inc. *Control Dynamic Range* [PDF]. Application Note AN002. First revision. November 1999. Saatavissa: http://www.lds-group.com/docs/papers.php?application_id=2.

Dynamic Range

Dynamic range is the ratio of the maximum level of a parameter, such as power, current, or voltage, to the minimum detectable value of that parameter. Usually, dynamic range is measured in units of decibels (dB). Expressed as a formula,

$$\text{dynamic range in dB} = 20 * \log_{10}(x_{\text{max}}/x_{\text{min}})$$

where x_{max} is the maximum level value and x_{min} is the minimum detectable level value. For

- [18] Kuratle, Rolf H. - Signer, André, *The Basic of Piezoelectric Measurement Technology* [PDF]. Kistler Instrumente AG Winterthur. Julkaisuaika tuntematon. Saatavissa: <http://www.kistler.com>.

The piezoelectric sensor

Piezoelectric sensors consist of a piezoelectric material packaged in a suitable housing. The term «piezoelectric» signifies that when loaded with a force, the sensor produces an electric charge Q strictly proportional to the force F with the unit [pC] (1 Picocoulomb = 10^{-12} Coulomb). It is therefore an active measuring element. With quartz (silicon dioxide SiO_2) nature has provided an ideal material. Nowadays, quartz is synthetically grown under large pressure and high temperature. Other piezoelectric materials are also used for special applications.

Different effects are achieved depending to the alignment of the quartz elements in the sensor package (Fig 1). These can be produced by different cutting angles.

c) Shear effect

With shear force, the charge output occurs at the force contact surfaces. The sensitivity amounts to

$$Q = -4,6 \frac{\text{pC}}{\text{N}} \cdot F$$

As with the longitudinal effect, the geometry of the quartz does not affect its sensitivity. Typical sensors with shear effect are 3-component force sensors, moment sensors and accelerometers.

- [19] Kistler. *Piezoelectric Theory* [PDF]. Julkaisuaika tuntematon. Saatavissa: <http://www.kistler.com>.

Dynamic behavior of sensors

Piezoelectric sensors for measuring pressure, force and acceleration may be regarded as under-damped, spring mass systems with a signal degree of freedom. They are modeled by the classical second order differential equation whose solution is:

$$\frac{a_p}{a_b} \equiv \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_n}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{1}{Q}\right)^2 \left(\frac{f}{f_n}\right)^2}}$$

Where:

f_n = undamped natural (resonant) frequency (Hz)

f = frequency at any given point of the curve (Hz)

a_b = output acceleration

a_b = mounting base or reference acceleration ($f/f_n = 1$)

Q = factor of amplitude increase at resonance

Quartz sensors have a Q of approximately 10 to 40 and therefore the phase angle can be written as:

$$\text{phase lag (deg)} = \frac{80}{Q} \left(\frac{f}{f_n} \right) \text{ for } \frac{f}{f_n} \leq \frac{2}{5}$$

A typical frequency response curve is shown in figure 3. As shown, about 5% amplitude rise can be expected at approximately 1/5 of the resonant frequency (f_n). Low-pass (LP) filtering can be used to attenuate the effects of this. Many Kistler signal conditioners (charge amplifiers and couplers) have plug-in filters for this purpose.

KOKOELMA SÄHKÖISISTÄ LÄHTEISTÄ

- [20] Hugli, Hans W., *Frequency Response of Piezoelectric Transducers a Practical Approach* [PDF]. Kistler Instrument. Julkaisuaika tuntematon. Saatavissa: <http://www.kistler.com>.

1.0 Introduction

The purpose of this paper is to give the instrumentation engineer a simple means of estimating the frequency response of piezoelectric transducers. This can easily be done from two data points or the resonant frequency which is usually specified in data sheets of instrument manufacturers. Accuracy, as a function of frequency, will also be discussed.

Frequency response is defined as the ratio of the transducer output signal applied sinusoidal stimulus as a function of frequency.

The useful frequency response of the piezoelectric transducers range typically from near DC to nearly one MHz. The resonant frequencies of pressure sensors range from approximately 100 kHz to more than 700 kHz; accelerometer range from 20 kHz to 125 kHz and load cells may resonate at as little as 100 Hz.

These high natural frequencies are the result of the extraordinary stiffness of some piezoelectric materials, particularly of quartz and tourmaline. The high modulus of elasticity, the high compressive strength and the high insulation resistance of quartz allows these instruments to be statically calibrated and dynamically used from 1g to 100000g, one psi to 150000 psi or from one pound to 100000 pounds full scale.

Some typical applications are:

- Machine vibration monitoring, high g-level impact studies, recoil acceleration and forces, vibration calibration standards, aircraft, railroad and surface effect vehicle component vibration studies.
- Shock wave propagation studies in shock tubes, above ground, underground and in water; ballistics and closed bomb pressure measurements; rocket engines instability detection, denotations diesel engine fuel injection pressure measurements.
- Safety helmet impact force, rocket engine thrust force and key impact force studies among many other applications.

Frequency response of dynamic transducers can be characterized by specifying two points of the curve, the -5% point at low frequency and the +5% point at high frequency, shown in figures 1 and 3. Arbitrary points such as these are specified in most data sheets. Other points, such as the 1%, 10% or 3 dB points may be shown in other data sheets to express the frequency range of interest of a particular transducer. The usable frequency range of a piezoelectric quartz transducer is not limited by the two specified points. Depending on the acceptable amplitude error more or less of the frequency range near DC to resonance can be utilized.

2.0 Theoretical Frequency Response

The theoretical frequency curve; shown in Figure 1, is governed by the formula of forced vibration of a system with a single degree of freedom as a function of system damping and exciting frequency. Where:

$$Y = \frac{P}{K} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}}$$

ω = undamped natural frequency
 ω_n = frequency at any given point of the curve
 ζ = damping ratio

Quartz transducers are typically under-damped, with a factor of amplitude increase at resonance, Q, of approximately 10 to 40.

$$Q = \frac{1}{2\zeta} = \frac{f_n}{f_2 - f_1}$$

f_1, f_2 = frequencies on either side of a resonance peak for which the amplitude is 0.707 times the amplitude of the resonance. These data points are termed the half power points.

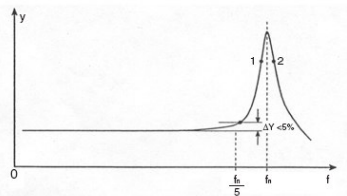


Figure 1: Typical frequency response curve, no scale.

The factor P/K is the zero frequency or static deflection by a force on a spring with the stiffness K . This factor of the equation is called magnification factor, it determines the amplitude increase versus frequency.

Table 1 shows the calculated frequency response of a transducer having resonance of 100 kHz and a Q of 20. With this table, one can estimate the response of any piezoelectric pressure transducer, force transducer or accelerometer. Simply correct the frequency values by the ratio resonant frequency of the subject transducer to 100 kHz.

Example: Calculate the frequency for which the amplitude increases ΔY is 5% of a pressure transducer, with a resonant frequency of 250 kHz.

- [25] LDS, *Dos and Dont's in Vibration Testing* [PDF]. White paper 138, issue 2. Marraskuu 2003.

Decoupling

This section gives general guidance on the causes and possible effects of decoupling, together with advice on how decoupling may be avoided.

How is decoupling caused?

In a vibration test the aim is always to connect the item under test (payload) to the vibrator as directly as possible. This is done by minimising the length of connection so that resonant frequencies are kept high, and by ensuring that connections are all linear.

A linear connection is one that, for a reversal in applied load, will deflect as much as previously but in the opposite direction. A non-linear connection – an example might be a plate loosely resting on the vibrator – will not show this behaviour. When the vibrator drives upwards the plate moves with the vibrator, but when the vibrator drives downwards at more than 1 g_n the plate will separate from the vibrator. When the vibrator drives upwards again the plate will hit the vibrator with a hammer blow effect.

The effects of decoupling

This effect results in high energy accelerations over a large range of frequencies being input into both plate and vibrator, which may change the test dramatically. A sine test is normally at one frequency at any given instant, and not a range.

As well as affecting the test, decoupling may also damage both payload and vibrator, as extra accelerations are input in an uncontrolled manner. High energy accelerations, particularly at high frequencies, can excite subcomponents of both vibrator armature and payload sufficiently to cause damage or breakage.

KOKOELMA SÄHKÖISISTÄ LÄHTEISTÄ

[25] (jatkoa)

Dos and don'ts to avoid decoupling

Do

- Torque all bolts correctly
- Minimise unsupported lengths in contact
- Minimise exposed bolt lengths
- Use full thread engagement (1.5D) with bolts
- Use all the armature fixing holes to attach any payload of fixture
- Where large unsupported lengths are unavoidable, relieve the surfaces between hold down points so that contact cannot occur
- Have tight flatness tolerances for contacting surfaces
- Have tight parallelism tolerances where needed

Don't

- Have fixing bolts greater than 100 mm apart on contacting surfaces
- Use bolts without stiff washers – bolt heads will sink into the material being clamped, lowering the holding force
- Run tests without supervision – if decoupling occurs the test must be stopped at once
- Use thin plates – these can deflect
- Use unsymmetrical (unbalanced) fixtures or adaptors

Guidelines for good practice

When designing and assembling fixture arrangements, always bear in mind the principles outlined above ie

- Symmetry
- Use of thick sections
- Use of all armature fixing holes
- Use of flatness tolerances
- Use of parallelism tolerances
- Use of minimal exposed bolt lengths

[30] Brüel & Kjær, *Vibration transducers and Signal Conditioning* [PDF]. Lecture Note. 1998. Saatavissa: <http://www.bksv.com/lectures/BA767512.pdf>.

The Importance of Correct Mounting

Bad mounting of the accelerometer can spoil vibration measurements by severely reducing the usable frequency range. The main requirement is for close mechanical contact between the accelerometer base and the surface to which it is to be attached.

Stud Mounting

Mounting the accelerometer with the aid of a steel stud is the best mounting method and should be used in all applications wherever possible. The unavoidable resonance of the accelerometer at high frequencies can cause erroneous signals and therefore the accelerometer output should be attenuated at these high frequencies.

Cementing Studs

In places where it is not wished to drill and tap fixing holes, a cementing stud can be fixed onto the machine with the aid of an epoxy or cyanoacrylate cement. The frequency response will be nearly as good as that obtained using a plain stud. Soft glues must be avoided.

Mounting with the Aid of Beeswax

For quick mounting of the accelerometers e.g. for surveying vibration in various locations beeswax can be used for mounting the accelerometer. Because beeswax becomes soft at high temperatures, the method is restricted to about 40°C.

KOKOELMA SÄHKÖISISTÄ LÄHTEISTÄ

- [32] Kistler Instrument, *Cables for Force, Torque and Strain Sensors* [PDF]. Datatehti. 2005. Saatavilla: <http://www.kistler.com>.

Cables

For Force, Torque and Strain Sensors

Charge mode, high impedance piezoelectric measurement demands highly insulated coaxial cables and connectors to ensure an insulation resistance greater than $10^{13} \Omega$ throughout the measuring chain. Only low noise coaxial cables that produce very little triboelectricity during movement may be used. The connectors must be robust, sealed and resistant to dirt.

Kistler connectors have been developed specifically to meet these requirements and are made of stainless steel. Unlike galvanized connectors they are therefore not subject to any wear, and measurement reliability and accuracy are improved. All Kistler connectors contain an O-ring seal at the cable end and the connection end.

- [36] LDS Test and Measurement. *Alias Protection* [PDF]. Technical note TN001. February 2005. Saatavissa: http://www.lds-group.com/docs/papers.php?application_id=2.

Alias protection is critical to accurate vibration control. Aliasing is an effect associated with digitizing an analog signal. A similar effect occurs when a digital signal is converted to analog signal. This is referred to as imaging. Aliasing and imaging can cause gross errors in measurement of control signals and over excitation of the test article due to drive signal energy outside of the test frequency range. The only way to protect against aliasing errors is by using high quality anti-alias filters on the input channels and an anti-image filter on the output channel.

In data acquisition systems, aliasing occurs when a high frequency signal is digitized at a sampling rate that is too slow to accurately represent the signal frequency. Digitization is performed by an Analog to Digital Converter (ADC). An ADC converts the analog signal from a sensor into a digital signal that can be read by the acquisition system's computer.

KOKOELMA SÄHKÖISISTÄ LÄHTEISTÄ

- [44] The MathWorks. *Signal Processing Toolbox 6 - User's Guide* [PDF]. Version 6.8. September 2007 (1988). Saatavissa: http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/pdf_doc/signal/signal_tb.pdf.

Periodogram

In general terms, one way of estimating the PSD of a process is to simply find the discrete-time Fourier transform of the samples of the process (usually done on a grid with an FFT) and take the magnitude squared of the result. This estimate is called the *periodogram*.

The periodogram estimate of the PSD of a length- L signal $x_L[n]$ is

$$\hat{P}_{xx}(f) = \frac{|X_L(f)|^2}{f_s L}$$

where

$$X_L(f) = \sum_{n=0}^{L-1} x_L[n] e^{-2\pi j f n / f_s}$$

The actual computation of $X_L(f)$ can be performed only at a finite number of frequency points, N , and usually employs the FFT. In practice, most implementations of the periodogram method compute the N -point PSD estimate

$$\hat{P}_{xx}[f_k] = \frac{|X_L[f_k]|^2}{f_s L}, \quad f_k = \frac{k f_s}{N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

where

$$X_L[f_k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_L[n] e^{-2\pi j k n / N}$$